

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID, FACULTE DE TECHNOLOGIE
- Tlemcen -



Thèse

Pour obtenir le grade de
Docteur de l'université de Tlemcen
Option : Systèmes et Réseaux de Télécommunications

Présentée par
Mr. BOUREGAA Mouwefeq

Thème :

*Etude et caractérisation de composants tout optique pour
l'accès multiple*

Soutenue en 2015 devant le jury composé de :

Mr.MERIAH Sidi Mohammed	Prof. Université Abou Bekr-Belkaid-Tlemcen	Président
Mr. BENTOUTOU Youcef	Directeur de recherches CDS -Oran	Examineur
Mme. DEBBAT Fatima	MCA. Université de Mascara	Examinatrice
Mr.CHIKH-BLED Mohammed	Prof. Université Abou Bekr-Belkaid-Tlemcen	Directeur de thèse
Mr. KHELLADI Mounir	MCA. Université Abou Bekr-Belkaid-Tlemcen	Invité

DÉDICACES

A mes très chers parents

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier, en premier lieu, **Allah** qui m'a donné la patience, la force et le courage pour terminer ce modeste travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse à monsieur **CHIKH-BLED Mohammed El-Kebir**, Professeur de l'université de Tlemcen. Je le remercie pour m'avoir proposé ce riche sujet et d'en avoir assuré la direction, m'a donné l'opportunité de découvrir le monde de transmissions optiques, ses conseils, ses orientations et sa confiance durant ce travail.

J'exprime mes sincères remerciements à monsieur **MERIAH Sidi Mohamed**, Professeur à l'université de Tlemcen et le directeur du laboratoire de recherche (LTT) d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

Je remercie monsieur **BENTOUTOU Youcef**, Directeur de recherches au Centre de Développement des Satellites (CDS)-Oran de m'avoir fait l'honneur d'avoir accepté de juger ce travail.

Je tiens également à remercier madame **DEBBAT Fatima**, Maitre de conférences à l'université de Mascara d'avoir accepté de faire partie du jury et d'examiner ma thèse.

Ma gratitude s'adresse aussi à monsieur **KHELLADI Mounir**, Maitre de conférences à l'université de Tlemcen pour son participation au jury.

J'adresse mes vives reconnaissances à tous les membres du laboratoire de télécommunications de Tlemcen (LTT).

Enfin, je tiens à remercier ma très grande famille surtout mes parents pour leur soutien.

REMERCIEMENTS

A mes très chers parents

TABLE DES MATIÈRES

Dédicace.....	1
Remerciements.....	2
Table de matières.....	3
Liste des figures.....	6
Liste des tableaux.....	10
Liste des abréviations.....	11
INTRODUCTION GENERALE.....	12
CHAPITRE I : CDMA APPLIQUÉ AUX COMMUNICATIONS OPTIQUES	
1. Introduction	14
2. Avantages de la fibre optique	14
3. Description des systèmes de transmission optique	14
3.1 Bloc émetteur.....	15
3.2 La fibre optique.....	15
3.3 Bloc récepteur.....	15
4. Applications de la fibre optique.....	16
5. Systèmes d'accès multiple aux communications optiques	19
5.1 Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA).....	17
5.2 Accès Multiple par Répartition de Codes (CDMA).....	18
5.3 Accès par répartition en fréquence (FDMA).....	18
5.4 Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes (WDMA).....	19
6. Application du CDMA aux communications optiques.....	20
7. Classifications des systèmes OCDMA.....	21
7.1 Système OCDMA cohérent.....	21
7.2 Système OCDMA incohérent.....	21

TABLE DES MATIÈRES

8. Configuration CDMA aux communications optiques.....	22
8.1 OCDMA à séquence directe (DS-OCDMA).....	22
8.2 OCDMA à sauts de fréquence CDMA (FH-OCDMA).....	23
9. Codes OCDMA.....	24
10. Codeurs et décodeurs optiques OCDMA.....	26
11. Conclusion.....	27

CHAPITRE II : ETUDE DU SYSTÈME DS-OCDMA

1. Introduction.....	29
2. DS-OCDMA incohérent.....	29
3. Codes optique unipolaire.....	30
3.1 Codes Optique Orthogonaux (OOC).....	31
3.2 Codes Premiers PC (Prime Code).....	34
4. Système de réception.....	37
4.1 Récepteur Conventionnel par Corrélation (CCR).....	37
4.2 Récepteur Conventionnel par Corrélation avec Limiteur (HL-CCR).....	37
5. Performances des systèmes de communication OCDMA.....	39
5.1 Performances en utilisant CCR.....	40
5.2 Performance en utilisant HL-CCR.....	52
6. Conclusion.....	55

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE III : CODAGE ET DÉCODAGE « TOUT-OPTIQUE »

1. Introduction.....	58
2. Encodage et décodage « tout optique ».....	58
2.1 Codage temporel incohérent à l'aide de lignes à retard.....	58
2.2 Codage temporel incohérent à des réseaux de Bragg.....	60
3. Codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg échantillonnés.....	60
4. Modélisation des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg échantillonnée.....	61
5. Simulation d'un système DS-OCDMA incohérent « tout-optique ».....	70
5.1 Configuration Mono-utilisateur.....	70
5.2 Configuration Multi-utilisateur.....	79
5.3 Mesure du taux d'erreur binaire.....	83
6. Conclusion.....	85
CONCLUSION GENERALE.....	88
BIBLIOGRAPHIE.....	90
LISTE DES PUBLICATIONS.....	95
RESUME.....	96
ABSTRACT.....	97

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : CDMA APPLIQUÉ AUX COMMUNICATIONS OPTIQUES

Figure I.1	Système de communication par fibres optiques.....	15
Figure I.2	Techniques d'accès multiple.....	16
Figure I.3	Schéma d'Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA).....	17
Figure I.4	Schéma d'Accès Multiple par Répartition de Codes (CDMA).....	18
Figure I.5	Schéma d'Accès par répartition en fréquence (FDMA).....	19
Figure I.6	Schéma d'Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes (WDM).....	19
Figure I.7	Schéma d'un codage OCDMA à saut de fréquence lent (SFH-CDMA)	23
Figure I.8	Schéma d'un codage OCDMA à saut de fréquence rapide (FFH-CDMA).....	24
Figure I.9	Configurations des Codes bipolaires et codes unipolaires.....	25
Figure I.10	Génération d'une séquence en utilisant des fibres optiques comme ligne à retard.....	26
Figure I.11	Génération d'une séquence en utilisant des réseaux de Bragg photo inscrits dans une même fibre.....	27

CHAPITRE II : ETUDE DU SYSTÈME DS-OCDMA

Figure II.1	Signal de données binaires $b_j(t)$, signal de signature $c_j(t)$ et le signal OCDMA sorti $s_j(t)$ pour $j^{\text{ème}}$ utilisateur.....	30
Figure II.2	fonctions de corrélation de la famille OOC (73, 4, 1,1).....	33
Figure II.3:	fonctions de corrélation de PC (25,5).....	36

LISTE DES FIGURES

Figure II.4	Récepteur Conventionnel de l'utilisateur 1.....	37
Figure II.5	Effet du Hard Limiter sur un exemple de signal reçu.....	38
Figure II.6	Récepteur Conventionnel avec limiteur de l'utilisateur 1.....	39
Figure II.7	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du seuil de décision S pour une famille de codes OOC (561, 6, 1,1) avec $N=10$	41
Figure II.8	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la longueur du code L pour une famille de codes OOC (L , 4, 1,1) avec $N=10$	42
Figure II.9	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la valeur du poids W avec $L=561$ pour une famille de codes OOC (561, W , 1,1) avec $N=10$	43
Figure II.10	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes OOC (561, 4, 1,1).....	44
Figure II.11	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la valeur du poids W pour une famille de codes OOC (L , W , 1,1) avec $N=30$	46
Figure II.12	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du seuil de décision S pour une famille de PC (841,29) avec $N=25$	48
Figure II.13	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du P pour une famille de PC ($L=P^*P$, $W=P$) avec $N=P$	49
Figure II.14	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes PC (841, 29).....	50

LISTE DES FIGURES

Figure II.15	Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la valeur P pour une famille de codes PC (L, W) avec N=30.....	51
Figure II.16	Evolution du TEB du récepteur HL-CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes OOC (561, 4, 1,1).....	53
Figure II.17	Evolution du TEB du récepteur HL-CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes PC (841, 29).....	54

CHAPITRE III : CODAGE ET DÉCODAGE « TOUT-OPTIQUE »

Figure III.1	Codeur à base des lignes à retard.....	59
Figure III.2	Décodeur à base des lignes à retard.....	59
Figure III.3	Schéma d'un réseau de Bragg échantillonné.....	60
Figure III.4	Impulsion appliquée à l'entrée du codeur.....	62
Figure III.5	Réponses temporelles du code PC C ₁	64
Figure III.6	Réponses temporelles du code PC C ₂	64
Figure III.7	Conception d'un décodeur.....	65
Figure III.8	Réponse temporelle du codeur PC C ₃	66
Figure III.9	Impulsions réfléchies par le décodeur PC C ₃	66
Figure III.10	Réponses temporelles du code OOC C ₁	68
Figure III.11	Réponses temporelles du code OOC C ₂	69
Figure III.12	caractérisation de codeurs.....	70
Figure III.13	Générateur de séquences de données.....	71

LISTE DES FIGURES

Figure III.14 Impulsion à l'entrée du codeur.....	71
Figure III.15 Train de données appliqué à l'entrée des codeurs.....	72
Figure III.16 composants de codage et décodage.....	73
Figure III.17 Réponses temporelles du : a/ Codeur 1, b/ Codeur 2 au train de données appliqué.....	74
Figure III.18 Réponses temporelles du : a/ décodeur 1, b/ décodeur 2 au train de données appliqué.....	75
Figure III.19 réponses temporelles du code PC C_1 et C_2	77
Figure III.20 réponses temporelles du code PC C_3	78
Figure III.21 Schéma synoptique du système de transmission DS-OCDMA simulé..	79
Figure III.22 le signal DS-OCDMA résultant.....	80
Figure III.23 Fonction d'auto-corrélation pour le code C_1 de la famille OOO (13, 3,1).....	81
Figure III.24 Fonction d'inter-corrélation pour les codes C_1 et C_2 de la famille OOO (13, 3,1).....	81
Figure III.25 Fonction d'auto-corrélation pour le code C_1 de la famille PC (9, 3).....	82
Figure III.26 Fonction d'inter-corrélation pour les codes C_1 et C_2 de la famille PC (9, 3).....	83
Figure III.27 Schéma de codage, transmission et décodage de signaux CDMA.....	84

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I : CDMA APPLIQUÉ AUX COMMUNICATIONS OPTIQUES

Tableau I.1	Comparaison entre différents d'accès multiple.....	20
-------------	--	----

CHAPITRE II : ETUDE DU SYSTÈME DS-OCDMA

Tableau II.1	Positions des chips unités dans la famille de code OOC (73, 4, 1,1)...	32
--------------	--	----

Tableau II.2	Les paramètres optimaux pour obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques.....	52
--------------	---	----

Tableau II.3	Paramètres des codes (L, W) et débits D permettant différents nombre d'utilisateurs N de communiquer à un $TEB \leq 10^{-9}$ pour les récepteurs CCR et HL+CCR.....	53
--------------	---	----

Tableau II.4	Paramètres des codes (L, W) et débits D permettant d'obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques ($TEB \leq 10^{-9}$ et $N=30$).en utilisant le récepteur HL+CCR.....	55
--------------	---	----

CHAPITRE III : CODAGE ET DÉCODAGE « TOUT-OPTIQUE »

Tableau III.1	Paramètres caractérisant un réseau de Bragg photo-inscrit.....	62
---------------	--	----

Tableau III.2	Mots de codes PC(9,3).....	63
---------------	----------------------------	----

Tableau III.3	Paramètres des codeurs 1.et 2 de la famille de PC(9,3).....	63
---------------	---	----

Tableau III.4	Paramètres du codeur 3 de la famille de PC(9,3).....	65
---------------	--	----

Tableau III.5	Mots de codes OOC (13, 3,1).....	67
---------------	----------------------------------	----

Tableau III.6	Paramètres des codeurs 1.et 2 de la famille de OOC (13, 3, 1).....	67
---------------	--	----

LISTE DES ABRÉVIATIONS

AWG	Array Waveguide Grating: démultiplexeur optique en longueur d'onde
BG	Bragg Grating: Réseau de Bragg
BIBD	Balanced Incomplete Block Design
CCR	Conventional Correlation Receiver
CDMA	Code Division Multiple Access : Accès Multiple à répartition par code
DS	Direct Sequence : séquence directe
FDMA	Frequency Division Multiple Access : Accès multiple par répartition de fréquences
FH	Frequency-Hopping: saut de fréquence
FFH	Fast Frequency Hopping: saut de fréquence rapide
FWHM	Full Width at Half Maximum: Largeur à mi-hauteur
HL	Hard Limiter
IAM	Interférences d'Accès Multiple
OCDMA	Optical CDMA
OOC	Optical Orthogonal Code : Codes Optiques Orthogonaux
PC	Prime Code : Codes Premiers
PHS	Prime Hopping Sequences
PIC	Parallel Interference Cancellation
SFH	Slow Frequency Hopping: saut de fréquence lent
S-FBG	Sampled - Fiber Bragg Grating: Réseaux de Bragg échantillonnés
TDMA	Time Division Multiple Access: Accès multiple par répartition temporelle
TEB	Taux d'Erreur Binaire
WDMA	Wavelength Division Multiple Access: Multiplexage par longueur d'onde

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'évolution des réseaux de télécommunication vers le transport de données multimédia (vidéo haute définition, internet haut débit,...) impose de rechercher et développer des systèmes de télécommunications à haute débit (grande bande passante) avec un accès multiple aux ressources (grande capacité de multiplexage). Dans ce contexte, l'introduction de la fibre optique dans les systèmes de communications a constitué une avance majeure pour satisfaire la demande croissante en débit d'informations pour un grand nombre d'utilisateurs.

Le support « fibre optique » a permis, de par sa large bande passante (25 THz), la mise en place des réseaux plus performants pouvant atteindre des capacités de transmission de 25 Tb/s [1]. Cette nouvelle génération de réseaux permet de garantir une distribution des différents nouveaux services à la clientèle grand public et aux entreprises privées.

Dans un système de télécommunication optique, il faut mettre en place des techniques d'accès multiple pour différencier les informations associées à chaque utilisateur. Ces techniques permettent de partager un même canal physique (fibre optique de transmission) pour garantir une distribution et accéder à des différents services et ressources entre différents utilisateurs. Trois principales techniques d'accès multiple sont utilisées dans les systèmes de communication optique : l'Accès Multiple par Répartition de Temps (Time Division Multiple Access : TDMA) consiste à attribuer à chaque utilisateur un intervalle de temps de manière périodique, l'Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes (Wavelength Division Multiplexing : WDM) consiste à attribuer une fréquence distincte dédiée à chaque utilisateur, et l'Accès Multiple par Répartition de Codes Optique (Optical Code Division Multiple Access : OCDMA) consiste à attribuer un code (signature) distinct à chaque utilisateur.

Dans les systèmes de communications optiques actuels, l'utilisation du CDMA est une solution très intéressante afin de pouvoir réaliser des réseaux d'accès avec un grand nombre d'utilisateurs et débit très élevé (155 Mbits/s jusqu'au Gbits/s).

Pour le système CDMA optique, nous avons deux approches : cohérente et incohérente. Dans les systèmes OCDMA cohérents, l'information est codée en amplitude et en phase. Donc, ces systèmes utilisent les codes bipolaires.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'inconvénient de cette approche réside dans la difficulté d'implémenter la détection cohérente dans les systèmes bas de cout. Dans les systèmes OCDMA incohérent, le codage de l'information ne tient compte, lors du codage que la puissance du signal reçu. Donc cette approche utilise les codes unipolaires. L'avantage de ces codes consiste à la facilité de mise en œuvre, et le seul inconvénient réside dans leurs non-orthogonalités.

Nous nous intéressons dans ce travail à l'accès multiple OCDMA incohérent. L'objectif de ce travail consiste à réaliser des composants optique permettent de générer des séquences des codes unipolaire de manière optique, afin de réduire le coût et la complexité des systèmes de transmission optique.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à l'étude les avantages de la fibre optique pour les systèmes de communication. En plus, les différentes techniques d'accès multiples sont présentés et nous nous intéressons après au CDMA optique. A la fin de ce chapitre, nous avons des dispositifs optiques pour faire les fonctions de codage/décodage.

Dans le deuxième chapitre, nous avons fait une étude des performances d'un système de communication OCDMA incohérent. Pour cela, nous avons présenté deux familles de codes unipolaires plus adaptés à cette configuration que sont : codes optiques orthogonaux (OOC) et codes premiers (PC). Nous avons développé aussi deux structures de réception la probabilité d'erreur théorique pour évaluer les performances du système.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné des rappels théorie des réseaux de Bragg. Nous avons choisi de réaliser les fonctions de codage/décodage à l'aide des réseaux de Bragg échantillonné (S-FBG). Ensuite et par des simulations, nous avons modélisé des composants de codage/décodage à réseaux de Bragg afin de générer des codes unipolaire de manière optique utilisés dans les systèmes DS-OCDMA incohérent. Puis, nous avons intégré ces composants dans une plate forme de transmission OCDMA « tout-optique » incohérent.

CHAPITRE I
CDMA APPLIQUÉ AUX
COMMUNICATIONS
OPTIQUES

1. Introduction

Les réseaux futurs de télécommunications sont tenus de fournir une variété de services à bande étroite, et à large bande aux différents utilisateurs. Pour satisfaire ces besoins, ces réseaux intégrés exigent des augmentations substantielles dans le débit ainsi que dans la gamme de la largeur de bande. Les réseaux conventionnels ont une bande passante limitée, comme les paires de fils torsadés, et les câbles coaxiaux. Ceux-ci ne seront plus en mesure d'intégrer ces services à large bande. Le problème de la limitation de la bande passante doit être pris en compte.

Ce chapitre donne une brève description d'un système de communication optique. Nous avons ensuite présenté différentes techniques d'accès appliqué aux systèmes de communications optique, et en particulier l'accès par répartition de code (OCDMA). Nous avons aussi proposé deux types d'implémentation OCDMA cohérent, et incohérent. Deux configurations sont possibles : incohérent : DS-OCDMA, et FH-OCDMA, avec les composants optiques d'encodage/et de décodage.

2. Avantages de la fibre optique

Les fibres optiques présentent de nombreux avantages [1,2] :

- Capacité de communication énorme.
- Faibles pertes de transmission.
- Petite taille et faible poids.
- Immunité aux interférences électromagnétiques, et sécurité dans la transmission.

3. Description des systèmes de transmission optique

La Figure I.1 montre le schéma de principe d'un système de transmission par fibres optiques, et qui est constitué de trois blocs fondamentaux : un bloc émetteur, une série de tronçons de fibres optiques, et un bloc récepteur [3].

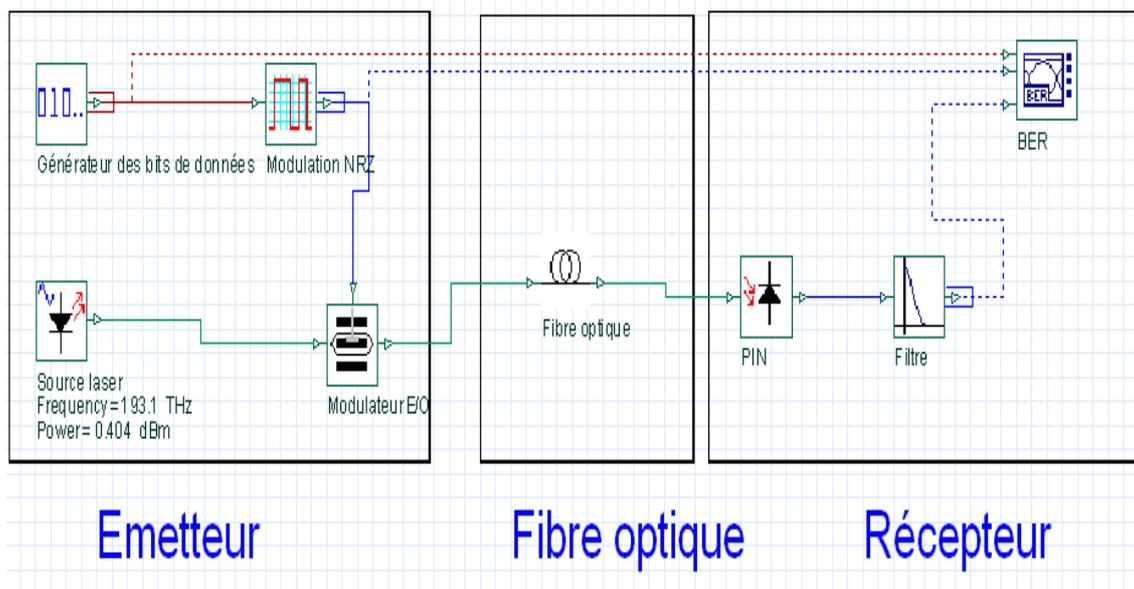


Figure I.1 : Schéma de principe d'un Système de communication par fibres optiques

3.1 Bloc émetteur

Le rôle d'un tel bloc est d'émettre un signal optique continu, et de le moduler en fonction des données binaires, et du format de modulation choisi [4-5].

3.2 La fibre optique

Fibre optique est un support physique pour transporter les informations d'un point à un autre en exploitant les propriétés réfractrices de la lumière. Elle est habituellement constituée d'un cœur entouré d'une gaine. Le cœur de la fibre a un indice de réfraction légèrement plus élevé (différence de quelques millièmes) que la gaine et peut donc confiner la lumière qui se trouve entièrement réfléchi de multiples fois à l'interface entre les deux matériaux (en raison du phénomène de réflexion totale interne). L'ensemble est généralement recouvert d'une gaine plastique de protection [6-7].

3.3 Bloc récepteur

Après propagation le long de la fibre optique, le signal arrive au niveau du récepteur. Le rôle de celui-ci est de récupérer la séquence binaire sous forme électrique, qui génère un signal binaire égal à « 1 » si le signal électrique détecté est supérieur à une certaine valeur appelée seuil de décision, et « 0 » s'il y est inférieur [8].

4 Applications de la fibre optique

Les réseaux informatiques locaux ou LAN (*Local Area Network*), qui permettent de relier des postes informatiques (ordinateurs) en quelques dizaines de mètres. En effet, la fibre optique a remplacé les câbles de cuivre pour pallier les points faibles de ces câbles (perturbations électromagnétiques, débit faible, ...etc.). En effet, la lumière qui circule n'est pas sensible aux perturbations électromagnétiques, et elle s'atténue beaucoup moins vite que le signal électrique transporté sur du cuivre. On peut ainsi facilement relier des équipements distants de plusieurs centaines de mètres [9-10].

Concernant les différents types de fibres utilisées, Les fibres multimodes sont réservées aux réseaux informatiques à courte distance alors que les fibres monomodes sont installées pour des réseaux à très longues distances, notamment en termes de débits et de services [11].

5 Systèmes d'accès multiple aux communications optiques

Les fibres optiques offrent une grande bande passante pour accéder aux multiples opérations, permettant à plusieurs utilisateurs de communiquer simultanément sur la même fibre parla répartition du temps, la bande passante, ou autres caractéristiques de transmise du signal [12]. Comme le montre la figure I.2. Il existe, en général, deux de techniques d'accès multiple: En temps, et en fréquence.

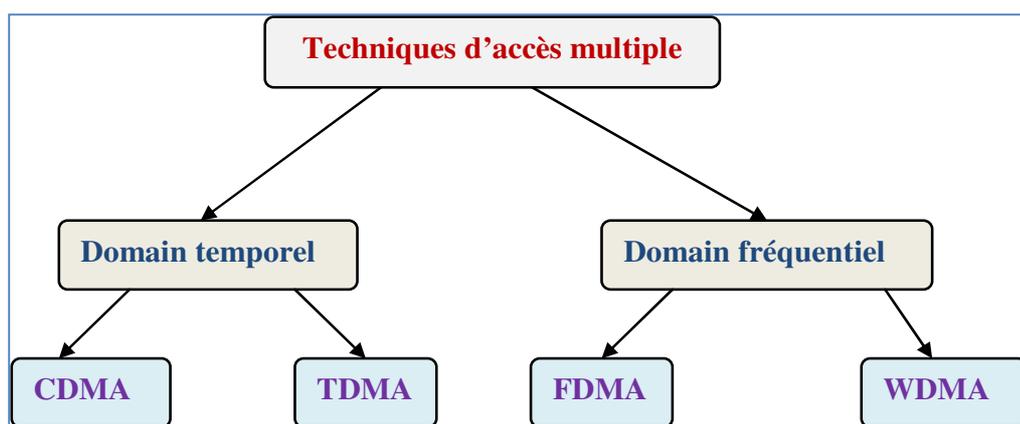


Figure I.2 Les différentes techniques d'accès multiple

L'accès multiple dans le domaine temporel est obtenu par l'utilisation de très courtes impulsions optiques. L'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA : Time Division Multiple Access) et par répartition de codes (CDMA : Code Division Multiple Access) sont les deux techniques les plus courantes. L'accès multiple dans le domaine fréquentiel est essentiellement basé sur la division du spectre optique en petits canaux. L'accès par répartition en fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access), et en longueur d'onde (WDMA : Wavelength Division Multiplexing Access) sont deux exemples utilisant cette technique [13].

5.1 L'Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA)

Le TDMA est la première technique utilisée dans le domaine des télécommunications optiques. Les utilisateurs partagent la même bande passante, et émettent sur la même fréquence les données à transmettre dans les différentes fenêtres temporelles qui leur sont allouées [14]. Cette technique a pour avantage de ne nécessiter aucune gestion de fréquences des séquences de données à transmettre. Cependant un dispositif assurant la synchronisation entre les intervalles temporels de chaque canal doit être utilisé afin d'éviter toute interférence entre les canaux TDMA [15].

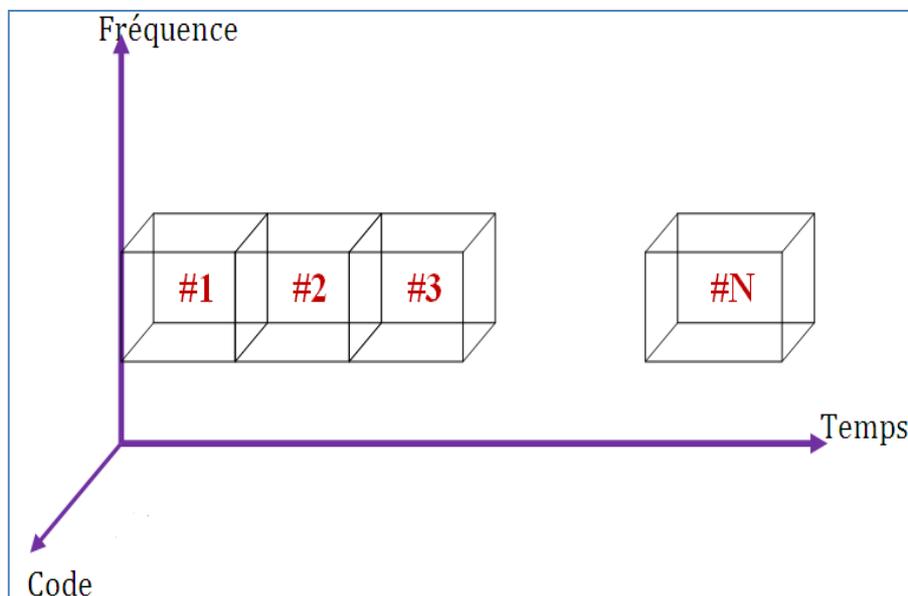


Figure I.3 Schéma de principe de la technique d'Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA)

5.2 L'Accès Multiple par Répartition de Codes (CDMA)

En CDMA, à chaque utilisateur est affecté, une séquence de code unique fixe comme sa propre signature d'adresse. Chaque séquence de code est constituée des uns, et des zéros binaires. La longueur de chaque séquence de code est déterminée par la période de ces données, et le bit des données est subdivisé en un certain nombre de petites unités, appelées chip, selon la largeur des impulsions optiques [16-17]. La technique CDMA a pour principal avantage de permettre un accès multiple asynchrone, un partage flexible de ressources sans gestion de temps ou de fréquence. Cependant, la CDMA souffre par le nombre limité d'utilisateurs.

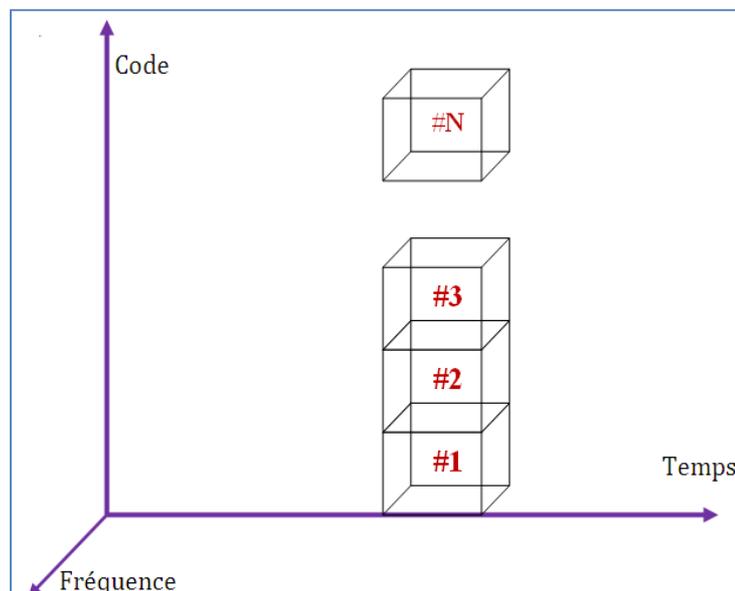


Figure I.4 Schéma de principe de la technique d'Accès Multiple par Répartition de Codes (CDMA)

5.3 L'Accès par répartition en fréquence (FDMA)

L'Accès par répartition en fréquence consiste à partager la bande passante en des fréquences distinctes. Les utilisateurs émettent leurs données de manière continue, chacun ayant une fréquence différente. La FDMA fournit un moyen efficace d'utiliser la très grande largeur de bande des fibres optiques. Cependant, cette technique nécessite un contrôle très précis des fréquences [18].

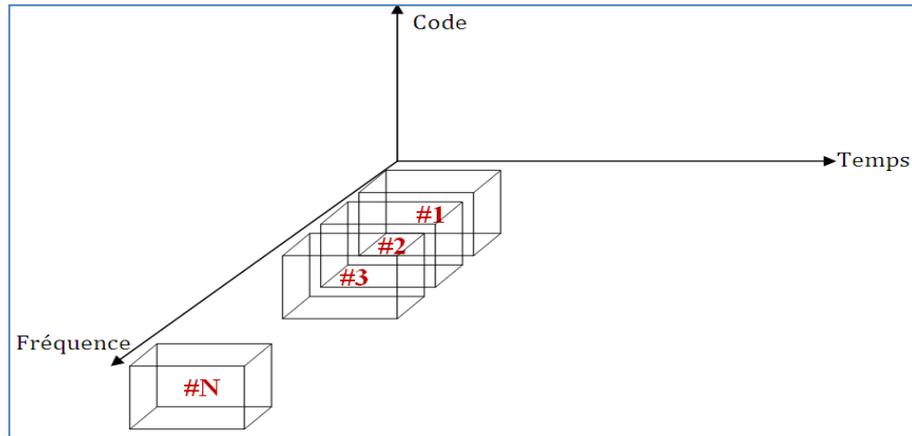


Figure I.5 Schéma de principe de la technique d'Accès par répartition en fréquence(FDMA)

5.4 L'Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes (WDMA)

L'ensemble des utilisateurs communique dans une même fenêtre fréquentielle, et chaque utilisateur à sa propre longueur d'onde pour transmettre les données. Pour récupérer les données émises, un filtre optique permet, en réception, la sélection de la longueur d'onde correspondant au signal à reconstituer [19]. La figure I.6 illustre le fonctionnement d'un tel système.

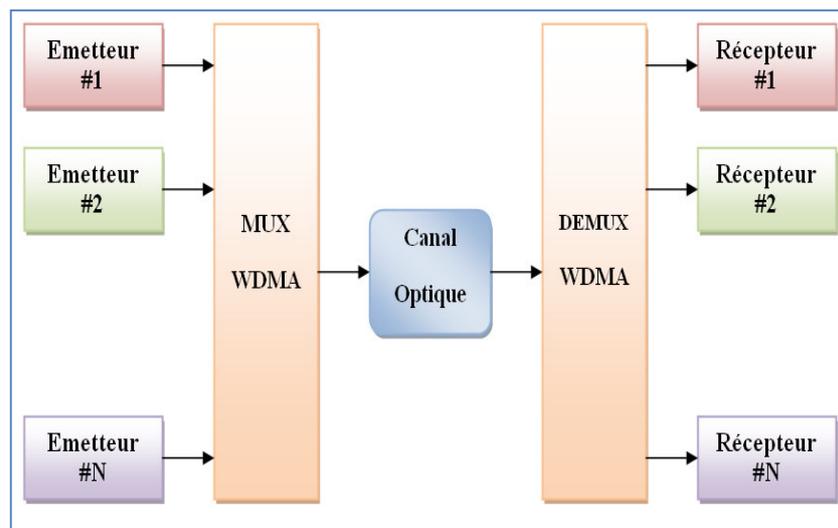


Figure I.6 Schéma de principe de la technique d'Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes (WDM)

L'avantage de cette technique réside dans le fait de véhiculer un très haut débit d'informations, sans interférence électromagnétiques.

	Avantages	Inconvénients
TDMA	<ul style="list-style-type: none">• haut débit• l'accès déterministe	<ul style="list-style-type: none">• une synchronisation est nécessaire
CDMA	<ul style="list-style-type: none">• utilisateurs simultanés autorisés• l'accès asynchrone	<ul style="list-style-type: none">• les performances se dégradent avec le nombre des utilisateurs qui communiquent simultanément
FDMA	<ul style="list-style-type: none">• Bande passante élevée	<ul style="list-style-type: none">• Nécessité de contrôler la fréquence• diaphonie de canal
WDMA	<ul style="list-style-type: none">• bande passante élevée• haut débit	<ul style="list-style-type: none">• diaphonie de canal

Tableau I.1 Comparaison entre les différentes techniques d'accès multiple

6 Applications du CDMA aux communications optiques

Les avantages du CDMA comme technique d'accès multiple dans le domaine des télécommunications, ont incité les chercheurs, et les spécialistes des télécommunications d'importer cette technique dans le domaine des communications optiques. Par conséquent, l'OCDMA présente de nombreux avantages tels que [20-21] :

- Augmentation du débit du système de transmission qui est de l'ordre du Gbits/s.
- Augmentation de la capacité de multiplexage.
- Les réseaux OCDMA peuvent être facilement mis à jour.
- La mise en œuvre, et le coût d'installation des réseaux OCDMA est faible.

- Distribution simultanée des différents services (données, voix et vidéo).
- Fonctionnement asynchrone du CDMA optique.
- Les informations transmises sont sécurisées. Cela est dû au principe d'encodage des données à émettre.

7 Classifications des systèmes OCDMA

De nombreux types de systèmes OCDMA ces 20 dernières années. Ils peuvent être divisés en systèmes OCDMA cohérent, et systèmes OCDMA incohérent.

7.1 Système OCDMA cohérent

Le système OCDMA cohérent fait usage de la propriété cohérente de la lumière, et qui met en œuvre le codage bipolaire du signal optique en utilisant les séquences de code bipolaire (-1, + 1). Donc, les données sont codées en amplitude et en phase. Les codeurs et décodeurs optiques cohérents peuvent être réalisés par exemple, à l'aide de réseaux de diffraction, et de lentilles. Les familles de codes qui permettent de construire des séquences orthogonales sont : les codes de Gold, et de Walsh [21-22]. Ce type de système OCDMA a besoin d'utiliser des sources, et des composants qui sont coûteux.

7.2 Système OCDMA incohérent

Le système OCDMA incohérent emploie un codage basé sur la présence de signal lumineux, ou son absence pour représenter le « 1 » et le « 0 » respectivement. Le canal est donc unipolaire, et les séquences de codes seront composées de « 0 » et de « 1 ». Les familles de codes bien connues pour ce type de système sont les codes optiques orthogonaux (OOC), et les codes premiers (PC). Ce type de système OCDMA utilise des sources lumineuses incohérentes [24].

Le système OCDMA est plus simple à mettre en œuvre par rapport au système OCDMA cohérent. Par contre, les séquences de codes utilisées ne peuvent pas être strictement orthogonales. Donc, les données émises par les différents utilisateurs du système interfèrent les unes avec les autres. Cette interférence appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM), est une des principales limitations des performances [25].

Dans la suite de l'étude, nous nous sommes intéressés aux systèmes OCDMA incohérents pour une solution potentielle à "bas-coût" ainsi qu'une implantation plus simple, et plus flexible dans le contexte des réseaux d'accès haut débit, et multimédia.

8 Configuration CDMA appliquée aux communications optiques

Pour les systèmes OCDMA incohérent, nous avons considéré un système à modulation directe. Cela signifie qu'on effectue une multiplication entre la donnée à émettre dans le canal optique, et le code associé à l'utilisateur. Il ya deux types de configuration CDMA dans les systèmes de communications optiques. L'OCDMA à séquence directe (DS-OCDMA), et à sauts de fréquence CDMA (FH-OCDMA).

8.1 OCDMA à séquence directe (DS-OCDMA)

La technique DS-OCDMA est basée sur le principe de la modulation directe. Cela signifie qu'on effectue une multiplication entre la donnée à émettre dans le canal optique, et le code associé à l'utilisateur [26-27]. L'émetteur transmet la séquence de code associée à l'utilisateur si la donnée à transmettre est un « 1 », sinon rien n'est émis lorsque la donnée est un « 0 ». Le codage des données s'effectue de manière directe sans faire intervenir le paramètre de fréquence. Toutes les données des utilisateurs du système seront superposées, et transportés par la fibre optique (canal de transmission) vers le récepteur.

Côté récepteur, la détection du bit de donnée transmis se fait en fixant un seuil de décision suffisamment élevé, permettant ainsi de minimiser l'effet du bruit. Le niveau du seuil de décision doit aussi être inférieur au pic d'auto-corrélation de manière à ce que ce dernier puisse être détecté. Par conséquent, si le niveau de la puissance reçue est inférieur au seuil de décision, il sera décidé un bit « 0 ». Par contre, si la puissance à l'entrée du détecteur à seuil est supérieure au seuil de décision, il sera décidé un bit « 1 ».

L'inconvénient de ce système est ne tient pas compte, dans sa prise de décision, des signaux émis par les autres utilisateurs dits "interférents" [28].

Il a été montré par le calcul que ces systèmes permettent d'atteindre les performances du réseau optique de référence PON (passive Optical Network), à savoir 32 utilisateurs émettant à un débit de 155 Mbit/s pour un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-9} .

8.2 OCDMA à sauts de fréquence CDMA (FH-OCDMA)

Face aux limitations en termes du nombre d'utilisateurs, et du débit de transmission des systèmes DS-OCDMA incohérent, un système de codage FH-OCDMA est proposé.

Dans un système d'étalement de spectre par saut de fréquence (FH-CDMA), les "chips" qui composent la séquence de code associée à chaque utilisateur, sont émis à des fréquences différentes. Le choix des fréquences pouvant se faire de manière aléatoire [29].

Les Systèmes FH-OCDMA peuvent être classés en deux catégories :

Slow Frequency Hopping OCDMA (SFH-OCDMA)

Le modèle de ce saut de fréquence est dit "lent". Plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence. Le changement de fréquence ne s'effectuant qu'après plusieurs bits de données transmis [30]. La figure I.7 illustre ce type de système, où les colonnes verticales représentent la fréquence porteuse de chaque bit de données, et les lignes horizontales représentent la durée au bout de laquelle un bit de données est transmis.

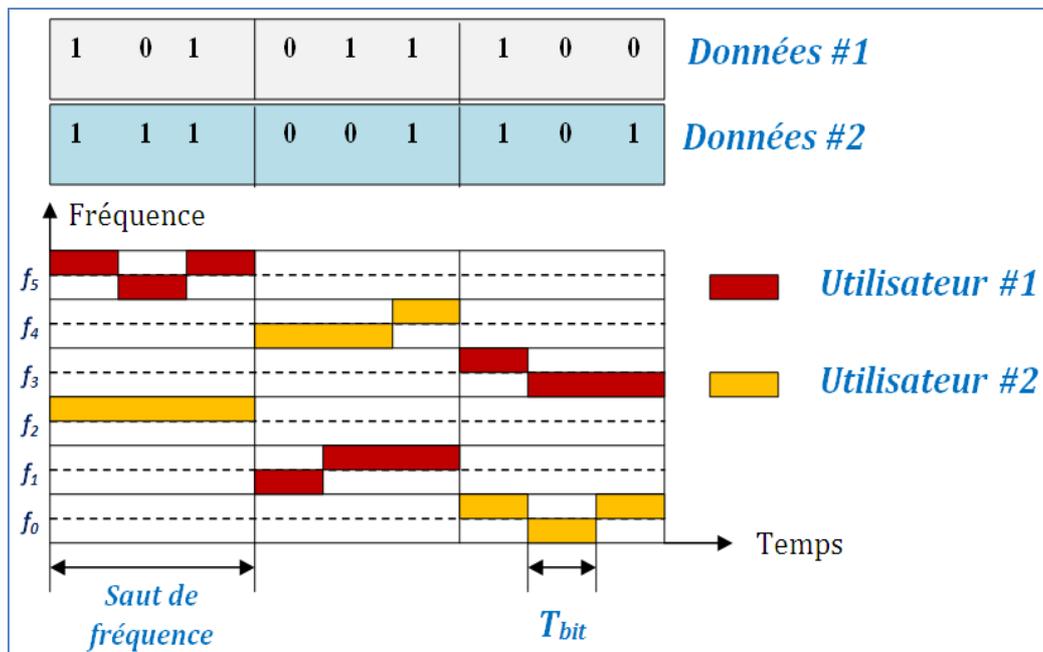


Figure I.7 Schéma de principe d'un codage OCDMA à saut de fréquence lent (SFH-CDMA)

Fast Frequency Hopping CDMA (FFH-CDMA)

Le modèle de ce saut de fréquence est dit "rapide" lorsque l'émission des chips d'un même code se fait sur plusieurs fréquences, comme le montre la figure I.8 ci-dessous.

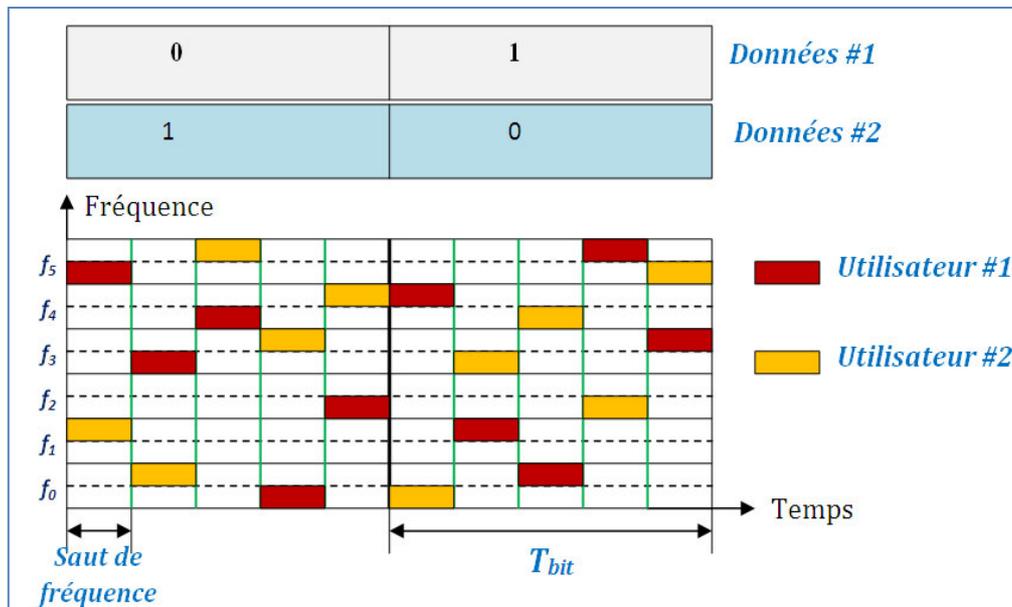


Figure I.8 Schéma de principe d'un codage OCDMA à saut de fréquence rapide (FFH-CDMA)

En général, le système lent-FH-CDMA (SFH-OCDMA) prend en charge un débit de données supérieur à celui du système rapide FH-CDMA (FFH OCDMA). D'autre part, les systèmes FFH-OCDMA sont plus résistants aux effets de trajets multiples [31].

9 Codes OCDMA

Dans les systèmes CDMA, les codes sont la pierre angulaire, car ils ont une influence déterminante sur les performances du système. Les codes se séparent généralement en famille. À l'intérieur d'une même famille, on choisit un ensemble de codes qui possèdent d'excellentes propriétés statistiques. Une bonne auto-corrélation, et une faible inter-corrélation sont des critères très importants. Les codes optiques sont construits de façon à minimiser l'inter-corrélation entre les codes, et de maximiser l'auto-corrélation du code avec lui-même afin d'obtenir un rapport signal/bruit

important. Le nombre de codes disponibles dans l'ensemble, ainsi que les dimensions du code (temps, fréquence) sont à considérer car les limites du système y sont liées.

Contrairement aux systèmes CDMA radiofréquences où l'utilisation de codes bipolaires ne présente pas de difficultés majeures, l'implémentation des codes dans des systèmes optiques est confrontée au problème de la non-conservation de la phase des signaux optiques, et à la nécessité d'une détection cohérente dans certains systèmes. Pour contourner les difficultés d'implémentation des codes bipolaires, des codes optiques unipolaires ont été mis au point [32-34].

Dans les systèmes OCDMA incohérents à séquences directes, les familles de codes sont des séquences unipolaires (0, 1) définies par le triplet (L, W, N) où L est la longueur de code, W est le poids de code qui correspondant au nombre de « 1 » dans une séquence de code et N la capacité de multiplexage. Les paramètres λ_a et λ_c sont respectivement une évaluation du degré de ressemblance du code avec ses versions retardées (niveau des lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation) et le degré de ressemblance du code avec les autres codes issus de la même famille (niveau de la fonction d'inter-corrélation) [35].

Nous chercherons donc à générer des familles de codes permettant d'obtenir un grand nombre de séquences, ainsi que des propriétés d'auto-corrélation, et d'inter-corrélation minimales (égales à 1) afin de limiter l'impact de l'IAM.

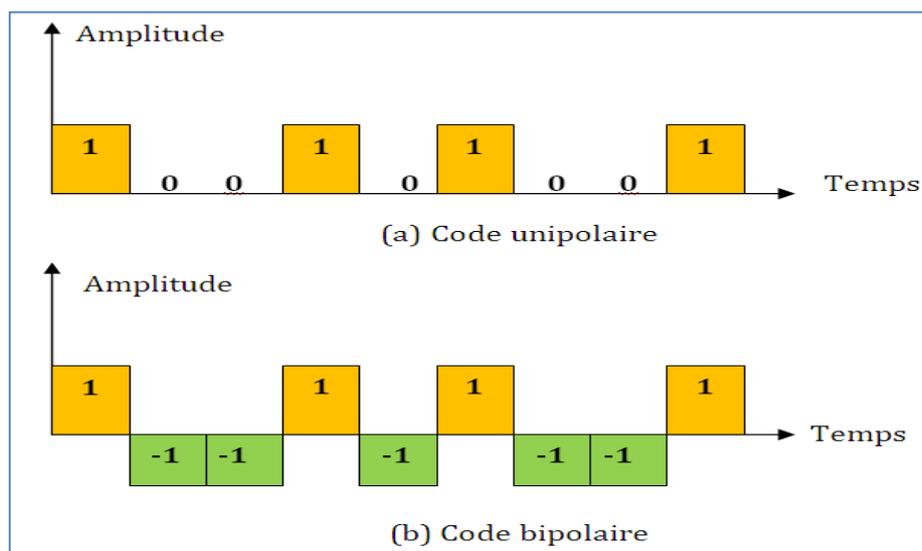


Figure I.9 Configurations des Codes bipolaires, et Codes unipolaires

Pour les systèmes DS-OCDMA incohérent, les familles de codes unipolaires les plus utilisées sont les Codes Optique Orthogonaux OOC (Optical Orthogonal Codes), et les Codes Premier PC (Prime Codes). D'autre part, les codes utilisés dans les systèmes FH-OCDMA, sont les Prime Hop Sequences (PHS), et les codes à une coïncidence (One-Coincidence Sequences).

10. Codeurs et décodeurs optiques OCDMA

Les encodeurs et décodeurs OCDMA sont les éléments clés pour mettre en œuvre des systèmes OCDMA. L'intégration des composants optiques pour réaliser la fonction de codage, et de décodage dans les réseaux d'accès optiques a permis de réduire le coût, et la complexité des systèmes de transmission. Parmi les dispositifs les plus utilisés en OCDMA, on trouve les lignes à retard (Fiber Optical Delay Line: FODL), les réseaux de Bragg (Fiber Bragg Grating: FBG), les réseaux de guides d'ondes matriciels (Arrayed Waveguide Gratings: AWG) [36-38].

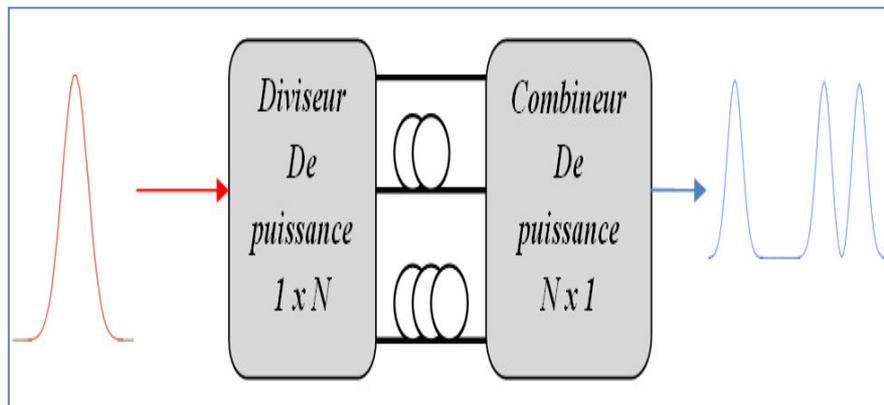


Figure I.10 Génération d'une séquence en utilisant des fibres optiques comme ligne à retard

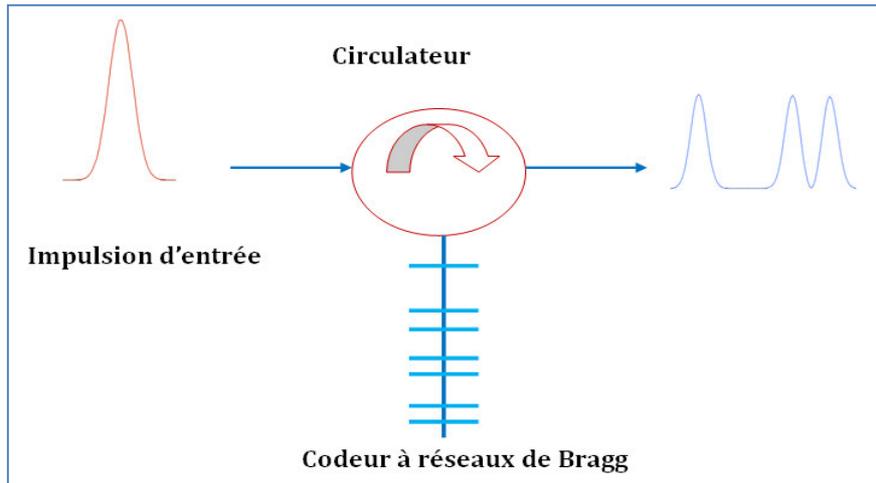


Figure I.11 Génération d'une séquence en utilisant des réseaux de Bragg photo inscrits dans une même fibre

11. Conclusion

Ce chapitre présente une description du système de communication à fibre optique. Nous avons défini les techniques d'accès multiples (TDMA, FDMA, WDMA et CDMA), puis nous avons établi une comparaison entre ces techniques. Après, nous nous sommes intéressés à l'implémentation d'un système CDMA optique incohérent. Nous avons également deux techniques basées sur ce principe : les configurations DS-OCDMA, et FH-OCDMA. Nous avons donné les caractéristiques des codes optiques unipolaires utilisés dans les systèmes OCDMA incohérent. A la fin, nous avons proposé les trois dispositifs pour générer ces codes de manière optique.

CHAPITRE II
ETUDE DU SYSTÈME
DS-OCDMA

1. Introduction

Dans un système optique incohérent, les données sont codées par la puissance de la lumière reçus. Dans ce cas, les codes utilisés sont des codes unipolaires constitués de «0» et de «1»

Dans ce chapitre, nous considérons un système DS-OCDMA incohérent, afin d'étudier les performances de cette technique d'implémentation. Nous avons commencé par la description les éléments essentiels de ce type de liaison (DS-OCDMA) : codes optiques unipolaires et les structure de réception. Puis et par des simulations successifs, nous avons analysé les performances de système de communication DS-OCDMA en calculant les TEB, en utilisant deux types de codes unipolaires (OOC et PC).

2. DS-OCDMA incohérent

Dans un système DS-OCDMA incohérent, l'encodage est réalisé en multipliant directement les séquences de codes des usagers avec leurs données à transmettre à l'émission. Les données codées da chaque usager sont couplées et envoyées simultanément via une même fibre. A la réception, le récepteur multiplexe le signal reçu avec chaque séquence adresse du destinataire désiré pour extraire les données envoyées comme illustré sur la figure II.1 [39]:

Par multiplication directe des données par le code, l'émetteur revient à envoyer le code lorsque la données est «1», et ne rien envoyer lorsque la données est «0», comme illustré sur la figure, avec un code de longueur $L=8$ et $W=3$.



Figure II.1 Signal de données binaires $b_j(t)$, signal de signature $c_j(t)$ et le signal OCDMA sorti $s_j(t)$ pour $j^{\text{ème}}$ utilisateur

3. Codes optiques unipolaires

Dans les systèmes de communication utilisant la technique DS-OCDMA incohérent, la fonction d'encodage des données est réalisée en agissant uniquement sur l'amplitude du champ optique. Donc, les codes implémentés sont des codes unipolaires. Du point de vue de la théorie du codage, les mots de code d'adresse doivent satisfaire [40]:

- tous les mots de code d'adresse peuvent être facilement identifiés à partir de versions décalées d'elle-même dans le même ensemble (facteur d'auto-corrélation λ_a).
- tous les mots de code d'adresse peuvent être facilement distingués de tous autres mots de codes de l'ensemble (facteur d'inter-corrélation λ_c).

Les familles de codes unipolaires les plus utilisées sont les Codes Optique Orthogonaux OOC (Optical Orthogonal Codes) et les Codes Premier PC (Prime Codes).

Trouver les $W-1$ positions des chips unités

Pour j variant de 0 à $W-2$

Pour i variant de 0 à $N-1$

$s = \text{mod}(\text{mod}(5^{(m*i)}, L) * \text{mod}(5^{(0.5*k*j)}, L) * \text{mod}(5^{(0.5*k*j)}, L), L);$

$P(i+1, j+1) = s;$ %déterminer les positions de chips à «1»

$C(i+1, s) = 1;$ %créer une matrice contenant les mots de codes

Fin Pour

Fin Pour

Génération et compléter les N séquences du codes

$v = F - m \times P;$

$[i, j] = \text{size}(C);$

$d = \text{zeros}(i, v-1);$

$h = \text{ones}(i, 1);$

$C1 = [h \ C \ d];$ %matrice finale du mots codes générés

$[i1, j1] = \text{size}(C1);$ %les dimensions du matrice finale

Reprenons l'algorithme précédent de génération de codes OOC, soit $L=73$ et $W=4$.

Table donne les paramètres pour générer un code OOC (73,4,1,1) par la méthode BIBD.

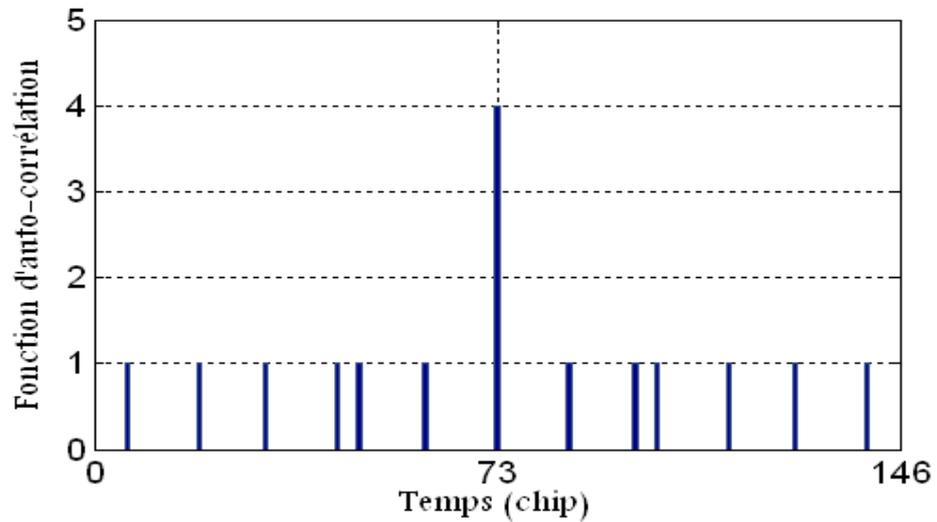
$L=73$	$W=4$	$N=6$	$m=2$	$K=24$	$i \in \{0,1,2,3,4,5\}$	$j \in \{0,1,2,3,4\}$
--------	-------	-------	-------	--------	-------------------------	-----------------------

Ce qui nous permet d'obtenir les $N = 6$ séquences les codes suivants :

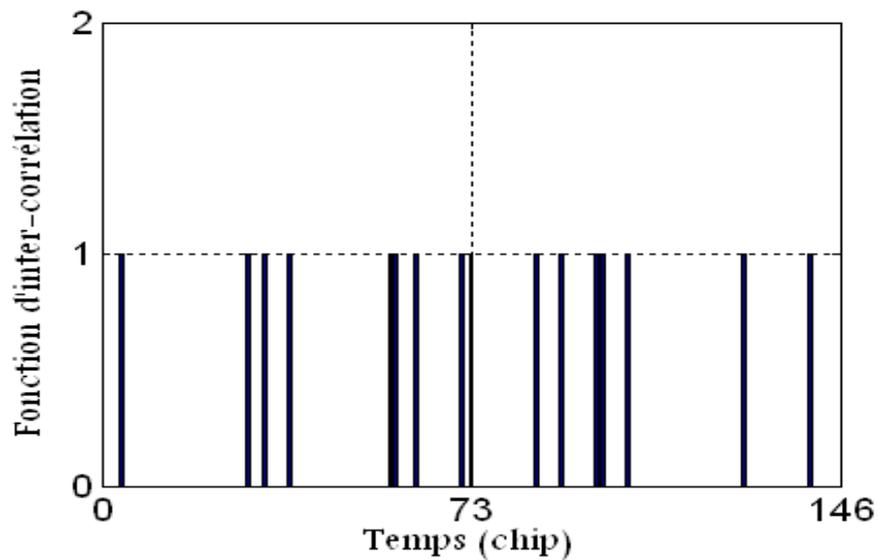
OOC (73,4,1,1).	Utilisateurs	P_1	P_2	P_3	P_4
	C_1	1	2	9	65
	C_2	1	26	55	68
	C_3	1	37	42	70
	C_4	1	4	25	47
	C_5	1	3	17	56
	C_6	1	36	51	62

Tableau II.1 positions des chips unités dans la famille de code OOC (73, 4, 1,1).

Cette méthode de construction est donc intéressante puisqu'elle permet de générer de manière immédiate des séquences de code OOC avec moins longueur de mot code, ce qui est important pour augmenter les débits de transmission des données.



(a) fonction d'auto-corrélation du séquence de code $C_2(1,26,55,68)$



(b) fonction d'inter-corrélation entre les séquences $C_2(1, 26, 55,68)$ et $C_3(1, 37, 42,70)$

Figure II.2 fonctions de corrélation de la famille OOC (73, 4, 1,1).

La Figure II.2 montre les fonctions d'auto-corrélation (a) et d'inter-corrélation (b) obtenue pour deux séquences C_2 et C_3 et de la famille code OOC (73, 4, 1,1). Elle montre que $\lambda_a = \lambda_c = 1$.

3.2 Codes Premiers PC (Prime Code)

Les codes premiers PC (Prime Codes) ont d'abord été utilisés dans les systèmes de communications cellulaires. Ils ont été adaptés aux systèmes de communications optiques par Shaar et Davies en 1983. Les PC sont définis par une seule grandeur p qui doit être un nombre premier [44]. Pour p fixé, la longueur d'étalement est égale à $L=p^2$, le poids a pour valeur $W=p$ et le nombre de séquences de code possible est $N=p$. Les Prime Code sont représentés sous la forme : $PC(p^2; p)$.

L'algorithme de construction les séquences de codes se base sur le choix d'un nombre premier p [45].

Considérons i et j comme deux nombres compris entre 0 et $p-1$. Une série de séquences est calculée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} S_{i,j} = \{s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1}\} \\ s_{i,j} = i \cdot j \text{ mod } (p) \end{cases} \quad (2)$$

Les séquences de codes premiers $C_i = \{c_{i,0}, c_{i,1}, \dots, c_{i,k}, \dots, c_{i,L-1}\}$ qui seront utilisées pour coder et multiplexer les signaux associés aux différents utilisateurs, sont générées par:

$$c_{i,k} = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = s_{i,j} + j \cdot p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3)$$

Nous pouvons définir:

- Capacité de multiplexage d'une famille de séquence code $N=p$.
- Taille ou longueur d'une séquence de code premier $L=p^2$.
- Poids d'une séquence de code premier $W=p$.
- Fonction d'auto-corrélation $\lambda_a=p-1$.

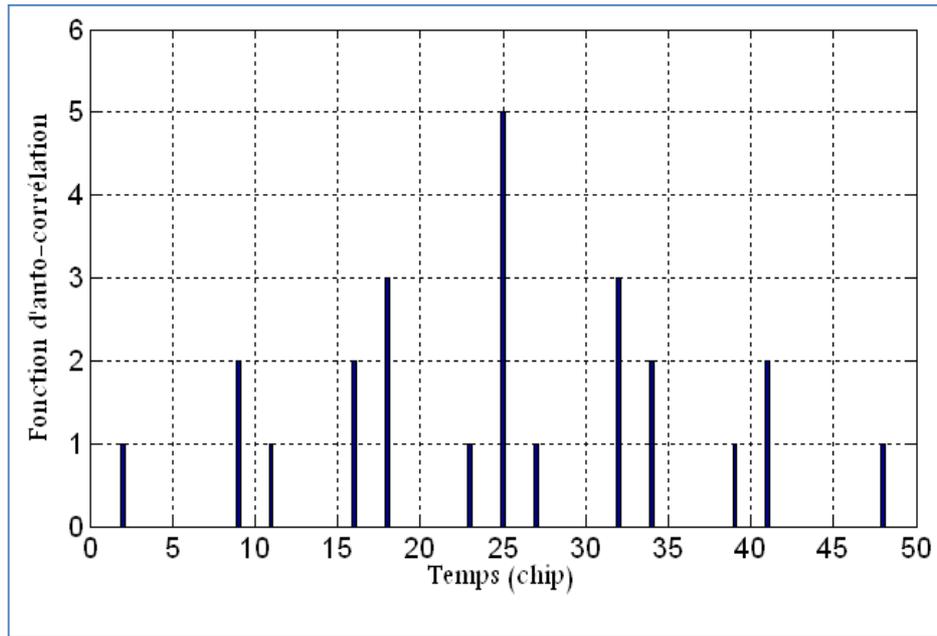
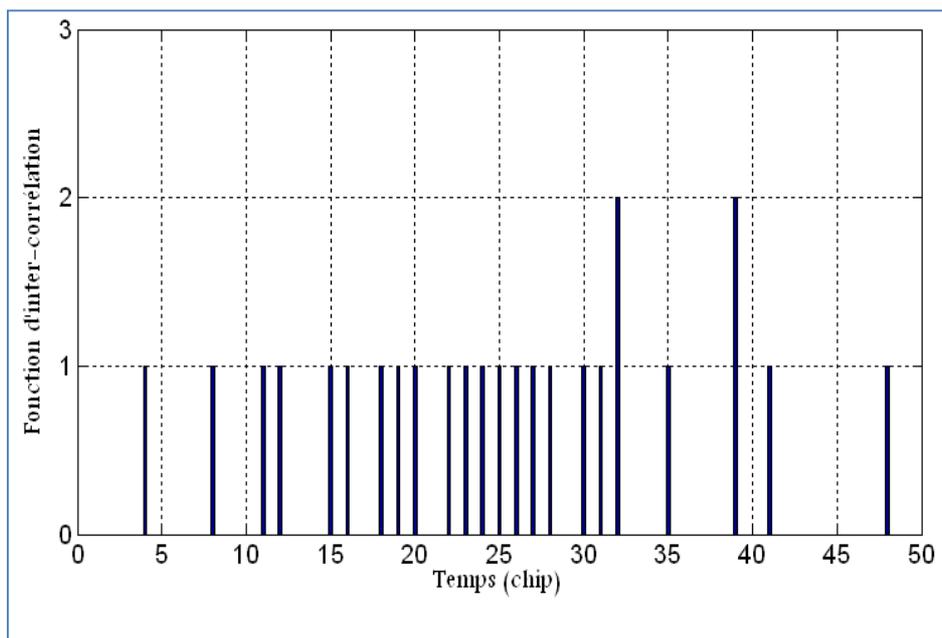
(a) fonction d'auto-corrélation du séquence de code $C_3(1,8,15,17,24)$ (b) fonction d'inter-corrélation entre les séquences $C_3(1,8,15,17,24)$ et $C_5(1,10,14,18,22)$

Figure II.3: fonctions de corrélation de PC (25,5).

La figure II.3 (a) montre la fonction d'auto-corrélation obtenue pour une séquence C_3 de la famille de code PC (25,5). Elle montre que le niveau maximal des pics d'auto-corrélation, correspond à 3, donc on peut prendre que $\lambda_a = p - 1 = 4$.

La figure II.3 (b) montre la fonction d'inter-corrélation obtenue pour deux séquences C_3 et C_5 de la famille de code PC (25,5). Elle montre que le niveau maximal d'inter-corrélation vaut 2, donc $\lambda_c=2$.

4 Système de réception

La structure de réception utilisée en bout de la chaîne de transmission est un élément très important, dont la fonction est : recevoir le signal transmis dans la fibre optique puis, à partir de ce signal, estimer la donnée émise par l'utilisateur désiré.

Dans ce chapitre nous présentons différentes structures de réception et, nous donnons la formule théorique des performances associées.

4.1 Récepteur Conventionnel par Corrélation(CCR)

Le récepteur conventionnel par corrélation CCR (Conventional Correlation Receiver) est le récepteur le plus simple d'une chaîne DS-OCDMA [46-47]. Il estime la puissance présente dans les chips unité du code, pour la comparer au seuil de décision. La figure II.4 présente le schéma de détection et d'estimation de la donnée émise. Il est composé de 3 fonctions :

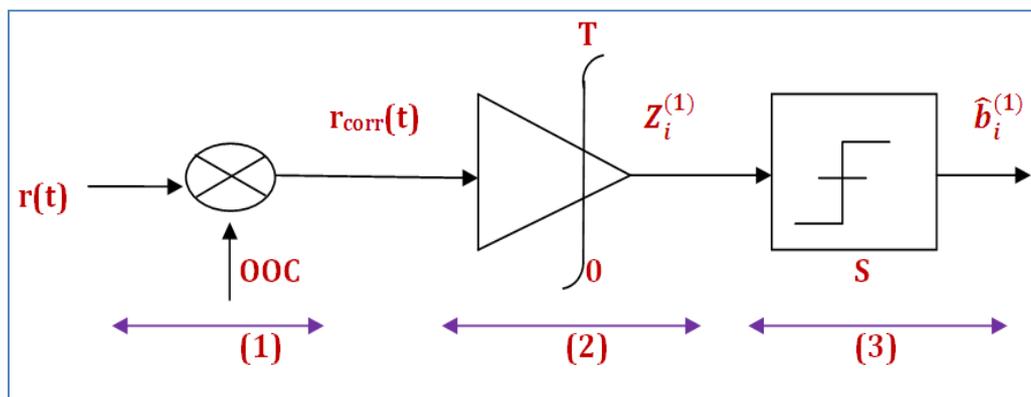


Figure II.4 Récepteur Conventionnel de l'utilisateur 1

1. Multiplication du signal reçu par le code de l'utilisateur désiré. Cette étape, permet de ne conserver que la puissance présente dans les chips unité du code.

2. Intégration du signal obtenu sur le temps bit: cette étape évalue la puissance totale présente sur le signal précédemment obtenu, pendant l'intervalle d'un temps bit.
3. Prise de décision par comparaison à un seuil: la comparaison de la variable décisionnelle avec le seuil de décision permet d'obtenir la donnée estimée.

La prise de décision par comparaison à un seuil S suit la règle de décodage suivante :

$$\begin{cases} \text{si} & Z_i^{(1)} \geq S & \Rightarrow & \hat{b}_i^{(1)} = 1 \\ \text{si} & Z_i^{(1)} < S & \Rightarrow & \hat{b}_i^{(1)} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

4.2 Récepteur Conventionnel par Corrélation avec Limiteur (HL-CCR)

Cette structure de réception présentée sur la figure II.6 reprend le principe du CCR de manière identique. La seule différence consiste en l'ajout d'une fonction appelée Hard Limiter (HL) [48]. Cette fonction a pour objectif d'écrêter le signal reçu, et peut être définie par :

$$g(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x \geq 1 \\ 0 & \text{pour } 0 \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (5)$$

En pratique, le composant « Hard Limiter »(HL) supprime une partie de la puissance reçue pour avoir au final un signal dont chaque chip contient une puissance nulle ou égale à «1» [49].

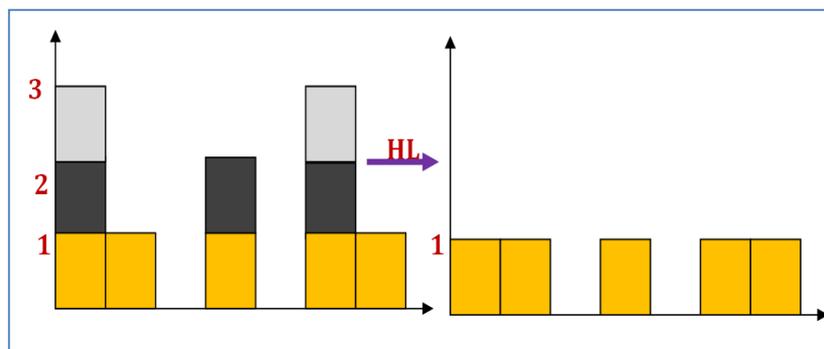


Figure II.5 Effet du Hard Limiter sur un exemple de signal reçu

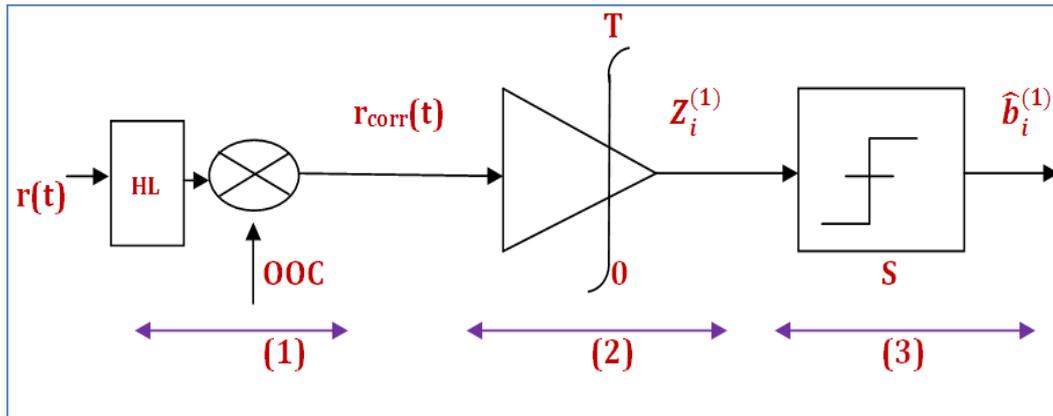


Figure II.6 Récepteur Conventionnel avec limiteur de l'utilisateur 1

L'ajout de cette fonction très simple va permettre d'améliorer les performances du système. En effet, la limitation de l'amplitude du signal reçu à 1 va diminuer l'impact de l'IAM.

5 Performances des systèmes de communication OCDMA

Les systèmes de communications optiques OCDMA mettant en œuvre des codes unipolaires présentent une faible capacité de multiplexage en fonction de la longueur des codes considérés et des interférences d'accès multiples (IAM) limitant les performances du système. Donc, pour évaluer les performances et les potentialités d'un système OCDMA, il faut déterminer une borne supérieure de la probabilité d'erreur théorique P_e . Différents programmes de simulation de la chaîne OCDMA ont été réalisés au cours de cette étude. Les simulations menées permettent de calculer de manière numérique un Taux d'Erreur Binaire (TEB).

La probabilité d'erreur exprime la fréquence d'apparition des cas pour lesquels la donnée estimée à la sortie du canal est différente de la donnée émise. Donc, Il y a une erreur de détection lorsque la donnée émise par l'utilisateur désiré est égale à « 0 » (resp. « 1 ») et, que la donnée estimée vaut « 1 » (resp. « 0 »).

5.1 Performances en utilisant CCR

Avec récepteur conventionnel par corrélation CCR (Conventional Correlation Receiver) dans le cas sans bruit, on ne peut faire des erreurs que si la donnée envoyée est un « 0 » lorsque le seuil de détection est inférieur au poids du code W .

En bref, l'expression de la probabilité d'erreur théorique en utilisant les codes OOC ($\lambda_c=1$) s'écrit [50]:

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1-i} \quad (6)$$

Avec

S: seuil de détection

N : nombre d'utilisateurs actifs simultanément

W : poids du code

L : longueur du code

D'après l'expression théorique de la probabilité d'erreur P_{eCCR} , nombreux paramètres ont une influence sur les performances tels que :

- ✓ la valeur de la longueur des codes L
- ✓ la valeur du poids W qui correspond au nombre de 1 dans chaque mot de code
- ✓ le nombre d'utilisateurs N qui communiquent simultanément

Nous allons par conséquent évaluer l'impact de ces différents paramètres sur les performances du système.

Avant d'étudier les variations théoriques de la probabilité d'erreur en fonction de ces paramètres, nous vérifions tout d'abord, que le choix optimal du seuil de détection (décision) S est égal à W. Nous avons tracé sur la figure l'évolution des performances simulées du CCR pour un code OOC (561, 6, 1,1) avec N=10 utilisateurs, pour un seuil S variant de 1 à 6 par pas de 1.

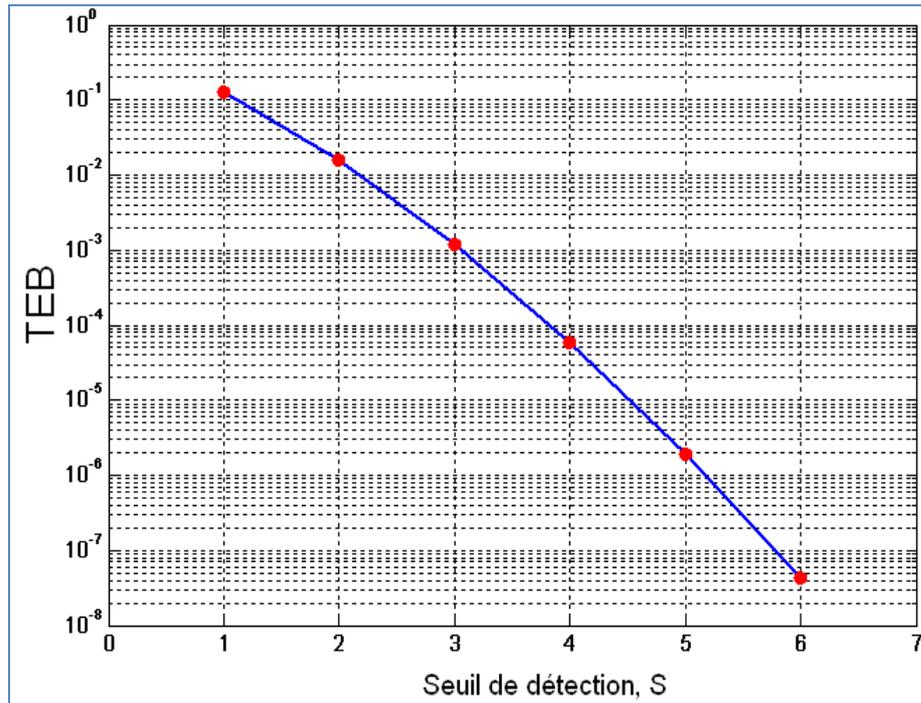


Figure II.7 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du seuil de décision S pour une famille de codes OOC (561, 6, 1,1) avec $N=10$.

La figure II.7 montre que la valeur de TEB dégrade lorsque la valeur de S augmente. De plus, pour $S=W=6$, TEB atteint son moins valeur. Donc, le seuil décision optimal est $S=W$ pour le récepteur CCR.

Influence de la longueur du code L

Pour évaluer l'impact de la valeur de la longueur du code L sur les performances, nous avons tracé sur la figure II.8 l'évolution du TEB pour différentes valeurs de L et pour la structure de réception CCR. Nous avons considéré une famille de codes de paramètres: $W=4$, et le nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément a été fixé à $N = 10$.

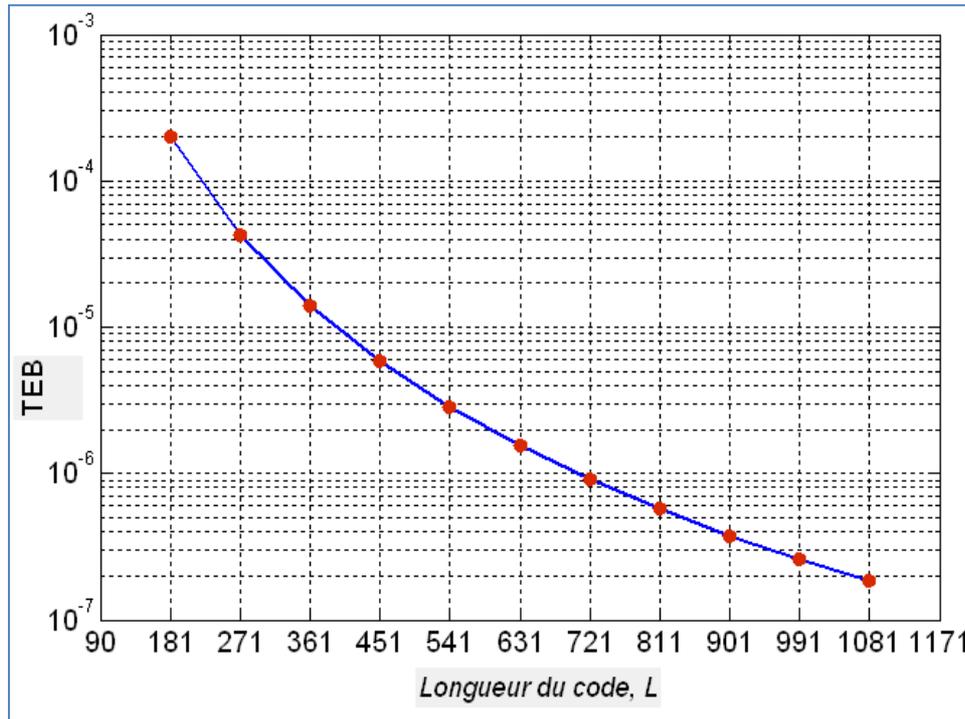


Figure II.8 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la longueur du code L pour une famille de codes OOC (L, 4, 1, 1) avec N=10.

Nous pouvons remarquer que plus la longueur de code L est grande, plus la probabilité d'erreur diminue (TEB). Ceci est dû au fait que plus la longueur d'étalement est importante, moins il y a de chance que l'un des chips à 1 des utilisateurs interférents (qu'il puisse y avoir de l'IAM) se superpose à l'un des chips à 1 de l'utilisateur désiré pour un poids donné. Donc, plus la valeur de L est importante, moins l'utilisateur désiré subit d'interférence (moins il y a d'IAM), les performances sont meilleures.

Influence du poids

Pour évaluer l'impact de la valeur du poids W sur les performances, nous avons tracé sur la figure II.9 l'évolution du TEB pour différentes valeurs de W et pour la structure CCR, tel que le seuil variable fixé au poids (seuil optimal), $L= 561$, et le nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément a été fixé à $N = 10$.

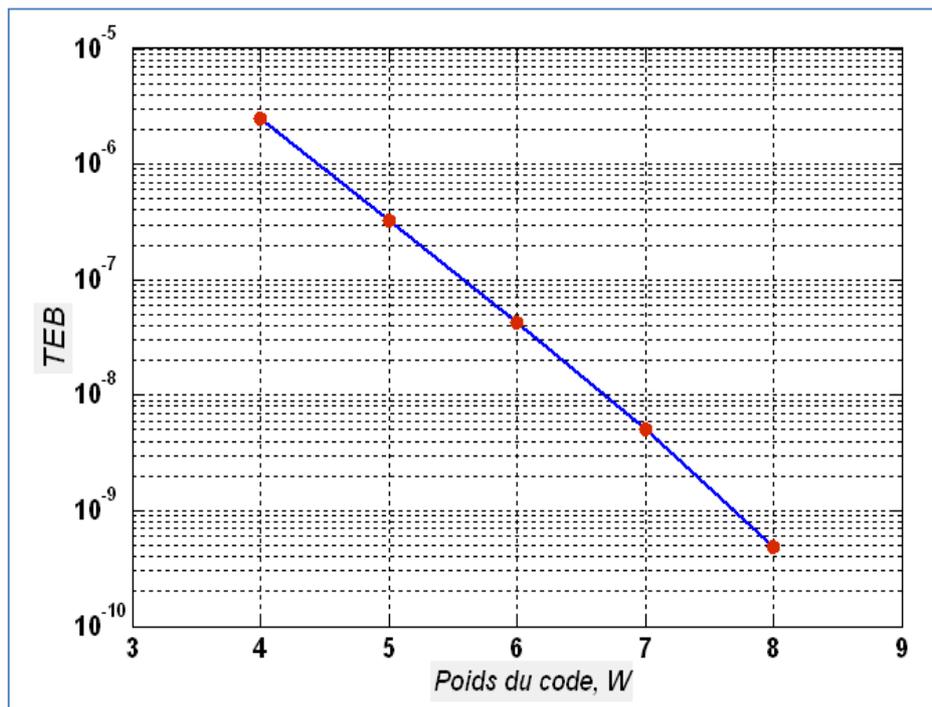


Figure II.9 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la valeur du poids W avec $L=561$ pour une famille de codes OOC $(561, W, 1,1)$ avec $N=10$.

Bien que le fait d'augmenter le nombre de chips unités « 1 » dans le mot code, augmente également les chances qu'un chip de l'utilisateur désiré soit recouvert par un chip à 1 d'un utilisateur non-désiré, nous remarquons que les performances s'améliorent lorsque la valeur du poids augmente. Cette amélioration des TEB s'explique par le fait que plus le seuil de décision est grand, plus il y a moins d'interférents, donc moins il est probable d'avoir des combinaisons conduisant à une erreur. Donc, l'augmentation du poids du code W avec l'utilisation du seuil optimal, permet d'améliorer les performances du système.

Influence du nombre des utilisateurs actifs

La figure II.10 présente l'évolution des TEB pour la structure de réception CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément. Nous avons considéré une famille de codes de paramètres: $L=561$ et $S=W=4$.

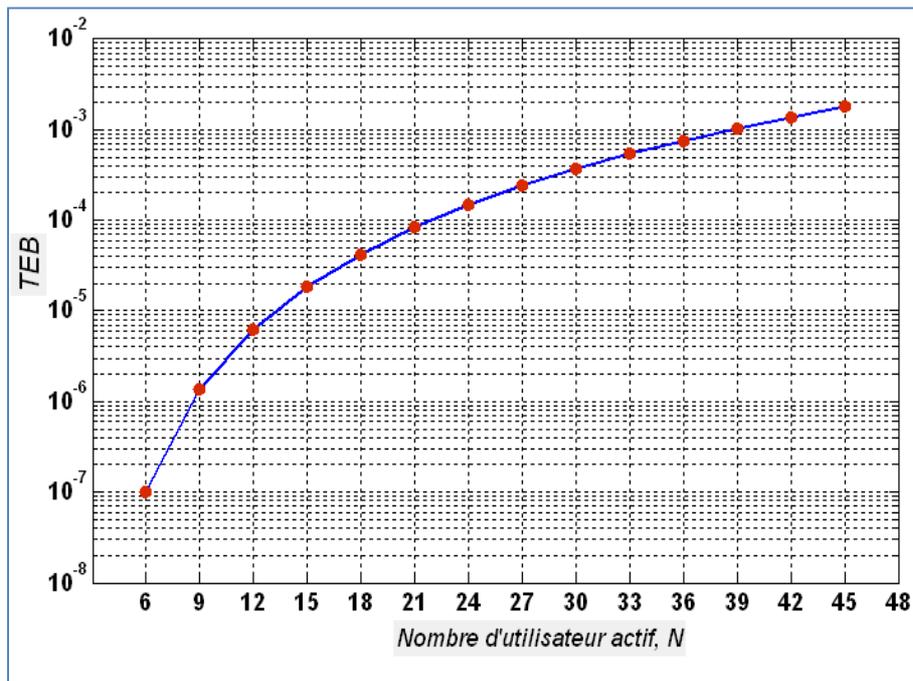


Figure II.10 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes OOC (561, 4, 1,1).

Nous remarquons sur cette figure que plus le nombre d'utilisateurs qui communiquent de manière simultanée augmente, plus les performances se dégradent. En effet, nous avons vu que dans le cas d'un système optique incohérent, les familles de code utilisées ne peuvent pas être orthogonales. Cette limitation fait que chaque utilisateur communiquant en même temps que l'utilisateur désiré peut interférer sur la variable décisionnelle de ce dernier. Par conséquent, plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus l'interférence augmente et donc plus les performances se dégradent.

Dans cette partie, nous avons estimé l'impact de différents paramètres sur l'évolution des performances, nous avons observé que les performances s'améliorent lorsque les quatre conditions sont vérifiées :

- $S=W$
- la longueur du code L grande
- la valeur du poids du code W grande
- le nombre d'utilisateurs actifs N faible

La première condition est la plus facile à réaliser car il n'y a pas de contrainte pour fixer la valeur du seuil à une valeur particulière. A l'inverse, les 3 conditions suivantes sont plus problématiques car :

1. Une augmentation de la longueur du code L va limiter les débits proposés. En effet, si on considère une bande passante électronique B , le débit par utilisateur est égal à $D=B/L$. Par conséquent, augmenter F améliore les performances mais diminue le débit offert à chaque utilisateur et rendre le système plus complexe.
2. Une augmentation du poids implique d'une part, une augmentation de la puissance à transmettre sur un temps de bit si la puissance contenue dans chaque chip reste inchangée, et d'autre part une diminution du nombre d'utilisateurs possibles dans une famille de code pour une longueur donnée. Donc, pour des questions de coût et de capacité, il vaut mieux que W soit faible.
3. la diminution du nombre d'utilisateurs est délicate car le but de l'OCDMA est de permettre au plus grand nombre d'utilisateurs de communiquer via la fibre optique simultanément.

Il y a donc des compromis à effectuer entre les performances désirées, le débit offert, et le nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément.

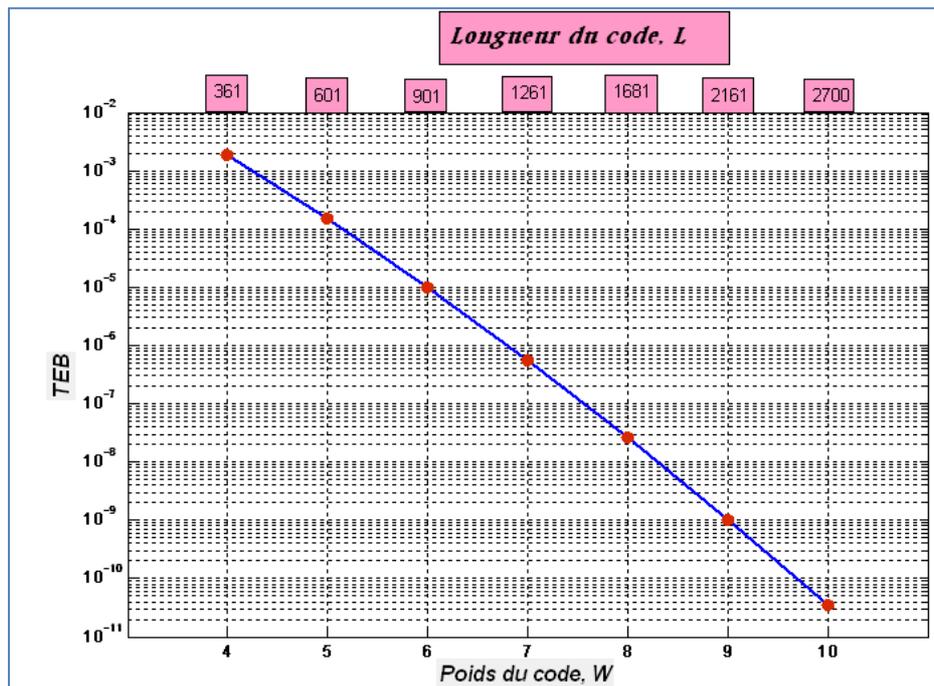


Figure II.11 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la valeur du poids W pour une famille de codes OOC $(L, W, 1,1)$ avec $N=30$.

La figure II.11 montre que le code minimale permettant d'obtenir une performance de 10^{-9} avec un nombre d'utilisateurs $N=30$ (les contraintes classiques des réseaux optiques) est le code de $W=9$ et $L=2161$.

Le code minimal pour avoir 10^{-9} en TEB a été calculé pour d'autres valeurs de N :

- pour $N=10$: $(L=561, W=8)$.
- pour $N=15$: $(L=1081, W=9)$.
- pour $N=20$: $(L=1441, W=9)$.
- pour $N=25$: $(L=1801, W=9)$.

Comme les codes OOC, nous étudions maintenant les performances d'un système DS-OCDMA incohérent en utilisant les codes PC.

L'expression de la probabilité d'erreur théorique P_{eCCR} en utilisant les codes PC ($\lambda_c=2$) s'écrit [51]:

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \left(1 - \sum_{i_1=0}^{S-1} \sum_{i_2}^{\lfloor (S-1-i_1)/2 \rfloor} C_{N-1}^{i_1} C_{N-1-i_1}^{i_2} \left(\frac{R_1}{2} \right)^{i_1} \left(\frac{R_2}{2} \right)^{i_2} \left(1 - \frac{R_1}{2} - \frac{R_2}{2} \right)^{N-1-i_1-i_2} \right) \quad (7)$$

Où R_1 est la probabilité d'avoir 1 chip en commun entre 2 codes, et R_2 la probabilité d'avoir 2 chips en commun entre 2 codes.

Avec

$$\begin{cases} R_1 = \frac{2P^2+P+2}{3P^2} \\ R_2 = \frac{(P-2)(P+1)}{6P^2} \end{cases} \quad (8)$$

En conséquence, on obtient la probabilité d'erreur du CCR pour un code PC (P^2, P)

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \left(1 - \sum_{i_1=0}^{S-1} \sum_{i_2}^{\lfloor (S-1-i_1)/2 \rfloor} C_{N-1}^{i_1} C_{N-1-i_1}^{i_2} \left(\frac{2P^2+P+2}{6P^2} \right)^{i_1} \left(\frac{(P-2)(P+1)}{12P^2} \right)^{i_2} \left(1 - \frac{R_1}{2} - \frac{R_2}{2} \right)^{N-1-i_1-i_2} \right) \quad (9)$$

Tel que

P : poids du code

N : nombre d'utilisateurs actifs simultanément

Dans le cas des codes PC, les deux paramètres ont une influence sur les performances de la liaison sont :

- ✓ le nombre premier P qui fixe la longueur L et le poids W du code.
- ✓ le nombre d'utilisateurs N qui communiquent simultanément.

Avant étudier les variations théorique du TEB, nous vérifions tout d'abord que le choix optimal du seuil de détection S correspond au poids P .

Pour cela, nous avons tracé sur la figure II.12 l'évolution des performances simulées du CCR pour une famille de code PC (841,29) avec $N=25$ utilisateurs, en fonction du seuil.

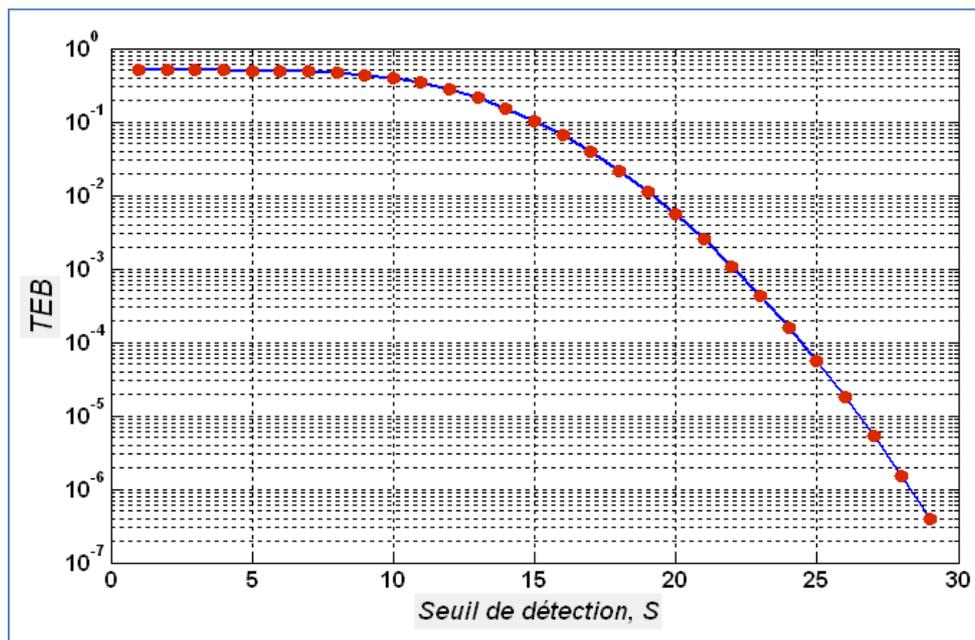


Figure II.12 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du seuil de décision S pour une famille de PC (841,29) avec $N=25$.

La figure II.12 montre que la valeur de TEB dégrade lorsque la valeur de S augmente. De plus, la valeur plus faible de TEB est obtenue pour $S=W=P=29$.

Donc, le seuil décision optimal est $S=W$ pour le récepteur CCR. Nous considérerons donc $S=W=P$ pour le CCR lorsque les codes PC sont utilisés.

Influence du nombre premier P

Pour évaluer l'impact de la valeur du P qui fixe le poids et la longueur du code sur les performances, nous avons tracé sur la figure II.13 l'évolution du TEB pour différentes valeurs de P et pour la structure CCR, tel que le seuil variable fixé au poids P (seuil optimal), et le nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément a été fixé à $N=P$.

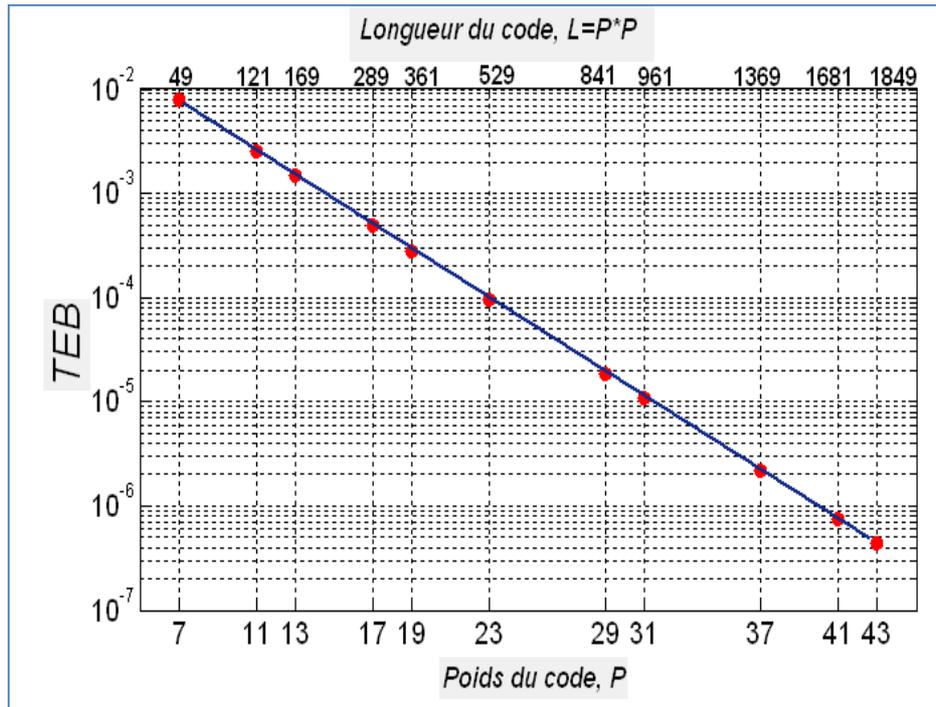


Figure II.13 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du P pour une famille de PC ($L=P*P$, $W=P$) avec $N=P$.

Nous pouvons remarquer sur Figure II.13 que plus la valeur de P augmente, plus la probabilité d'erreur (TEB) diminue, donc les performances s'améliorent. Ceci est dû au fait que plus la longueur d'étalement L ($L=P*P$) est importante, moins il y a de chance que l'un des chips à 1 des utilisateurs interférents (qu'il puisse y avoir de l'IAM) se superpose à l'un des chips à 1 de l'utilisateur désiré. De plus, Cette amélioration des performances s'explique par le fait que plus le seuil de décision augmente avec le poids du codes (c-à-dire $S=W=P$), et donc réduit l'effet de l'IAM.

Donc, l'augmentation la valeur de P, plutôt augmentation de la longueur du code $L=P*P$ et le poids du code $W=P$ avec l'utilisation du seuil optimal, permet d'améliorer les performances du système.

Influence du nombre d'utilisateurs

La figure II.14 présente l'évolution des TEB pour la structure de réception CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément. Nous avons considéré une famille de codes PC de paramètres: $S=W=P=29$ et $L=P*P=841$.

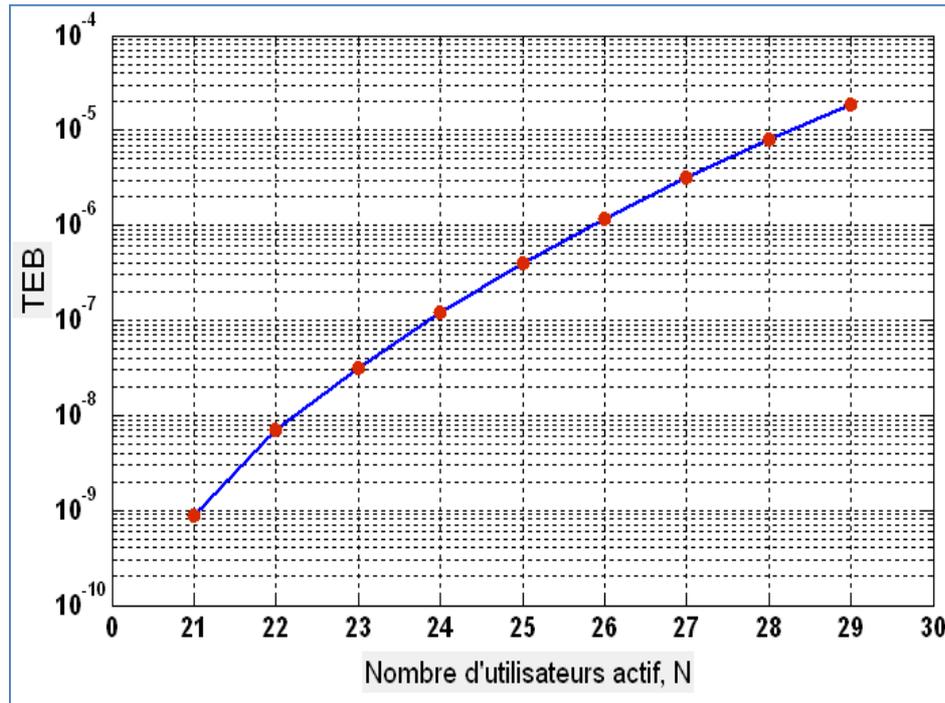


Figure II.14 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes PC (841, 29).

Nous remarquons sur cette figure II.14 que plus le nombre d'utilisateurs qui communiquent de manière simultanée augmente, plus le TEB augmente et donc plus les performances se dégradent. Ceci est dû au fait de l'unipolarité des codes PC, et donc les utilisateurs non-désiré peuvent interférer sur la variable décisionnelle l'utilisateur désiré, ceci conduit à mal d'estimation les bits de données « 0 »

En conclusion, les performances du système de communication OCDMA incohérent utilisant les codes PC s'améliorent lorsque :

- $S=W=P$
- la longueur du code L grande
- la valeur du poids du code W grande
- le nombre d'utilisateurs actifs N faible

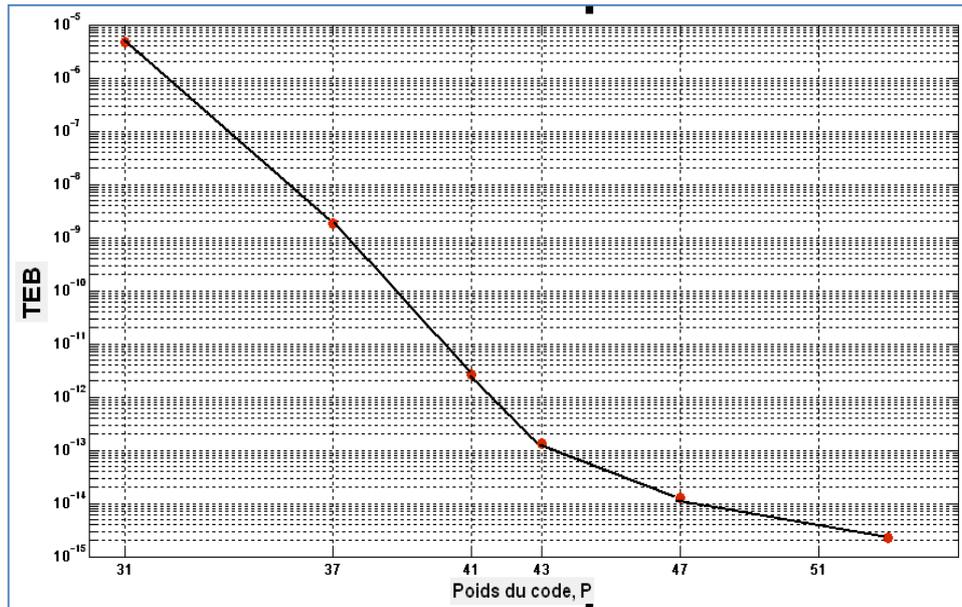


Figure II.15 Évolution du TEB du récepteur CCR en fonction de la valeur P pour une famille de codes PC (L, W) avec N=30.

La figure II.15 montre que plus TEB décroît (les performances s'améliorent), lorsque la valeur de P augmente (la longueur et le poids de code sont importants). De plus, la famille de code optimal permet d'obtenir une performance de $TEB=10^{-9}$ avec N=30 est de paramètres: $L=P*P=1681$ et $W=P=41$.

Les paramètres minimal du code PC pour avoir un TEB de 10^{-9} a été calculé pour:

- ✓ N=10 : (L=289, W=17).
- ✓ N=15 : (L=529, W=23).
- ✓ N=20 : (L=841, W=29).
- ✓ N=25 : (L= 1369, W=37).

A fin de terminer cette étude, nous avons fait une comparaison entre les codes OOC et PC. Nous avons calculé les paramètres optimaux que nous permettent d'obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques ($TEB \leq 10^{-9}$ et N=30)

Les résultats sont reportés sur le tableau II.2 ci-dessous :

	OOO (L, W, 1,1)	PC (L, W)
TEB$\leq 10^{-9}$ et N=30	(2161, 9, 1,1)	(1891,31)

Tableau II.2 les paramètres optimaux pour obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques.

D'après le tableau II.2, les codes PC permet de réduire la longueur temporelle. En contrepartie, le poids du code est légèrement grande que les codes OOC. En conséquence, si le seul critère à minimiser est la longueur temporelle, les PC sont plus intéressants.

Ainsi, en considérant une bande passante de 10 GHz , alors le débit par utilisateur pour une performance visée de 10^{-9} et $N=30$, est de $D=B/L=4.7\text{Mbit/s}$ pour les OOC, $D=6\text{Mbit/s}$ pour les PC. Donc, la réduction de la longueur temporelle permet d'augmenter significativement le débit de transmission des données.

5.2 Performance en utilisant HL-CCR

Comme récepteur CCR, le récepteur HL-CCR ne peut faire des erreurs dans le cas sans bruit que si la donnée émise est un 0.

En bref, l'expression de la probabilité d'erreur théorique en utilisant les codes OOC ($\lambda_c=1$) s'écrit :

$$P_{eHL-CCR} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1-i} \right) \quad (11)$$

Pour ce type de récepteur (HL-CCR), nous allons évaluer l'impact de N (nombre des utilisateurs actifs) sur les performances du système. Pour cela, nous avons tracé sur la figure II.16 l'évolution du TEB en fonction de N (le nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément). Nous avons considéré une famille de codes de paramètres: $L=561$ et $S=W=4$.

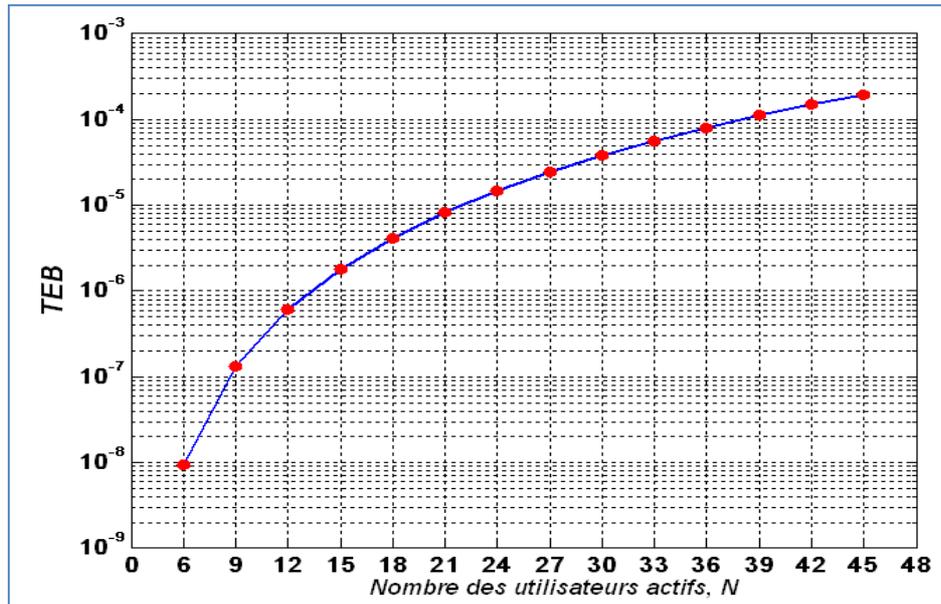


Figure II.16 Évolution du TEB du récepteur HL-CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes OOC (561, 4, 1,1).

La figure II.16 montre que les performances se dégradent (TEB augmente) lorsque le nombre d'utilisateurs qui communiquent de manière simultanée augmente. En effet, plus il y a des utilisateurs actifs dans le système, plus les interférences d'accès multiple (IAM) augmente. Ceci conduit à mal estimation du bit «0» des séquences de données.

De plus, si nous comparons les résultats des performances apportées par la structure de réception HL-CCR (figure II.16) sont mieux que la structure CCR (figure II.10). Ceci est dû à la capacité d'HL de supprimer certains motifs d'interférence.

Pour faire une étude comparative entre CCR et HL-CCR, nous avons cherché les paramètres (L et W) minimaux (optimaux) permettant à N utilisateurs une communication simultanée dont le TEB n'exécède pas 10^{-9} . Les résultats sont reportés sur le tableau II.3:

		Nombre d'utilisateurs N		
		10	20	30
CCR	(L, W)	(561,8)	(1441,9)	(2161,9)
	D (Mbps)	18	7	4,7
HL-CCR	(L, W)	(421,7)	(1121,8)	(1681,8)
	D (Mbps)	23,75	9	6

Table II.3 Paramètres des codes (L, W) et débits D permettant différents nombre d'utilisateurs N de communiquer à un $TEB \leq 10^{-9}$ pour les récepteurs CCR et HL+CCR

Nous pouvons tout d'abord vérifier que pour chacune des structures de réception, plus le nombre d'utilisateurs actifs augmente, plus les paramètres de codes (L, W) doivent être élevés. Par conséquent les débits D sont plus faibles.

De plus, le tableau montre que l'utilisation de l'HL-CCR permet de réduire les paramètres des codes (L, W), et par conséquent augmente le débit de transmission dans le système de communication.

Pour les familles de codes PC, l'expression de la probabilité d'erreur théorique $P_{eHL-CCR}$ en utilisant les codes PC ($\lambda_c=2$) s'écrit :

$$P_{eHL-CCR} = \frac{1}{2} \sum_{j=S}^W C_W^j \sum_{i=0}^j (-1)^{j-1} C_j^i \left(q_0 - q_1 \frac{i}{W} + q_2 \frac{C_i^2}{C_W^2} \right)^N \quad (12)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 = \frac{2P^2+P+2}{3P^2} \quad \text{et} \quad R_2 = \frac{(P-2)(P+1)}{6P^2} \\ q_1 = \frac{R_1}{2} \quad \text{et} \quad q_2 = \frac{R_2}{2} \quad \text{et} \quad q_0 = 1 - q_1 - q_2 \end{array} \right. \quad (13)$$

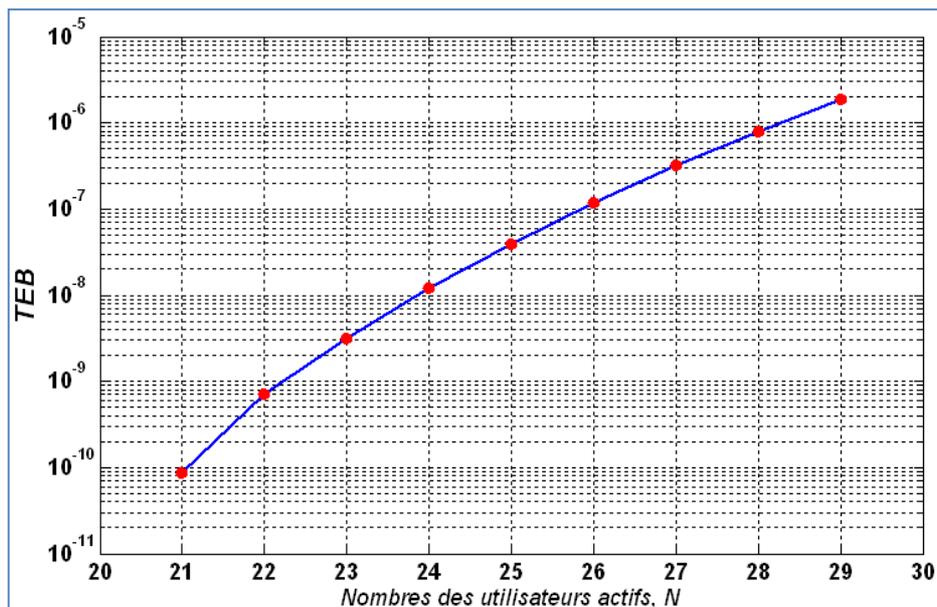


Figure II.17 Évolution du TEB du récepteur HL-CCR en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément N pour une famille de codes PC (841, 29).

La figure montre que plus le nombre des utilisateurs communiquant simultanément (actifs) dans le réseau augmente, plus la valeur de TEB aussi augmente c'est-à-dire que les performances se dégradent (résultat similaire du récepteur CCR).

De plus, si nous comparons les résultats obtenus pour CCR et HL-CCR, Nous pouvons observer que les performances apportées par la structure de réception HL CCR sont mieux que CCR.

Pour une étude comparative entre les codes unipolaire OOC et PC, nous avons cherché la famille de code de paramètres optimaux que nous permet d'obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques ($TEB \leq 10^{-9}$ et $N=30$). Les résultats sont reportés sur le tableau II.4 ci-dessous :

	OOC (L, W)	PC (L, W)
TEB$\leq 10^{-9}$ et N=30	(1681,8)	(1369,37)
Débit (Mbps)	6	7,3

Tableau II.4 Paramètres des codes (L, W) et débits D permettant d'obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques ($TEB \leq 10^{-9}$ et $N=30$).en utilisant le récepteur HL+CCR

Le tableau II.4 montre que les codes PC permettent de réduire la longueur temporelle. En contrepartie, le poids du code est légèrement grande que les codes OOC. En conséquence, si le seul critère à minimiser est la longueur temporelle, les PC sont plus intéressants afin d'augmenter le débit de transmission dans le système de communication.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude des performances d'un système de communication OCDMA incohérent. Plus particulièrement, nous avons intéressé d'un système DS-CDMA Optique (DS-OCDMA).

Premièrement, nous avons décrit le système DS-OCDMA tel que les codes et la structure de réception utilisés dans cette configuration. Nous avons tout d'abord défini les deux grandes familles de codes unipolaires que sont les codes OOC et PC, et nous avons donné les méthodes de générations ces codes.

Nous avons montré aussi que les codes OOC possèdent des meilleures propriétés de corrélations ($\lambda_a = \lambda_c = 1$) que les codes PC, d'autre part, les codes PC permettent d'avoir une plus grande capacité de multiplexage avec moins longueur temporelle plus faible.

En suite, nous avons étudié les performances du système DS-OCDMA en utilisant le récepteur CCR pour les deux familles de codes OOC et PC. Ce type de récepteur est le plus simple à réaliser, et il ne fait pas des erreurs de détection que lorsque le bit envoyé est « 0 ». Cette étude montre que les performances se dépendent en fonctions les paramètres de ces codes unipolaire, tel qu'ils s'améliorent lorsque la longueur et le poids du code augmente et se dégradent lorsque le nombre d'utilisateurs possible communiquant simultanément augmentes. Pour minimiser les erreurs de détection sur les bits « 0 », nous avons ajouté le composant HL au récepteur CCR que prouve son efficacité à améliorer les performances des systèmes de communication en supprimant une partie de l'IAM présente dans le signal.

A la fin de ce chapitre, nous avons fait une comparaison entre les codes OOC et PC en calculant les paramètres optimaux pour d'obtenir les contraintes classiques des réseaux optiques ($TEB \leq 10^{-9}$ et $N=30$). Cette comparaison est montré que l'utilisation les codes PC permet de réduire la longueur temporelle du code, donc permet d'offrir un grands débit de transmission de données dans le système de communication.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à la possibilité d'employer l'une des techniques que nous permettre de générer les séquences des codes OOC et PC par des dispositifs optiques pour les implémenter dans les systèmes de communication CDMA «tout-optique ». Cela permet d'exploiter la très large bande passante de la fibre optique, permettant aussi d'économiser certains composants coûteux (filtres, amplificateurs, convertisseur électrique/ optique et optique/ électrique).

CHAPITRE III
CODAGE ET DÉCODAGE
« TOUT-OPTIQUE »

1. Introduction

Dans ce chapitre, notre travail s'est porté sur l'implémentation d'un système DS-OCDMA incohérent. Tout d'abord, nous avons présenté, et défini deux méthodes de codage/décodage « tout-optique » qui sont : les lignes à retards, et les réseaux de Bragg (FBG). Nous avons choisi d'implémenter des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg échantillonnée. Nous avons exposé une brève introduction à la théorie des réseaux de Bragg. Nous avons caractérisé les réseaux de Bragg échantillonnées afin que ces composants puissent de générer des mots de codes unipolaires pour deux familles de codes OOC (13, 3,1) et PC(9,3). Puis, nous avons intégrer ces composants dans un système de communication optique. Les résultats de simulation nous ont permis de vérifier le comportement de ces composants optiques.

2. Encodage et décodage « tout optique »

Le codage les bits des données peut se faire de manière à une dimension c'est-à-dire en temps ou en fréquence. Mais en deux dimensions, on combine le temps et la fréquence. Les deux techniques connus de codage optique en à une dimension temporelle sont : lignes à retard reliées par des coupleurs, et réseaux de Bragg (FBG) inscrits le long d'une même fibre.

2.1 Codage temporel incohérent à l'aide de lignes à retard

La figure III.1 présente l'architecture d'un encodeur ODMA à lignes à retard. Son principe est d'envoyer une impulsion ultra-courte à haute intensité vers un diviseur de puissance $1 \times W$ tel que W représente le poids du code, puis les W impulsions en sortie de faible intensité sont retardées entre eux par des sections de fibre de longueur variable. A l'aide d'un coupleur, ces W impulsions sont recombinaées afin de générer la séquence de code [52].

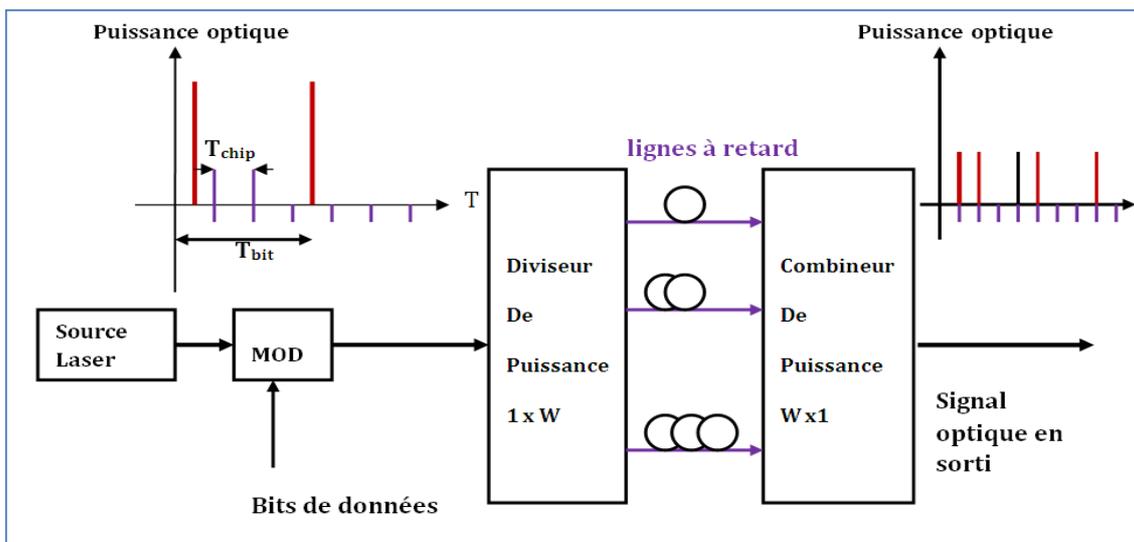


Figure III.1 Codeur à base des lignes à retard.

Le décodeur optique adapté est représenté sur la figure III.2, et dont la structure est la même que son codeur, sauf que les lignes de retards sont inversé. Les bits de données sont restaurés après la conversion optique/électrique, et la décision de seuil.

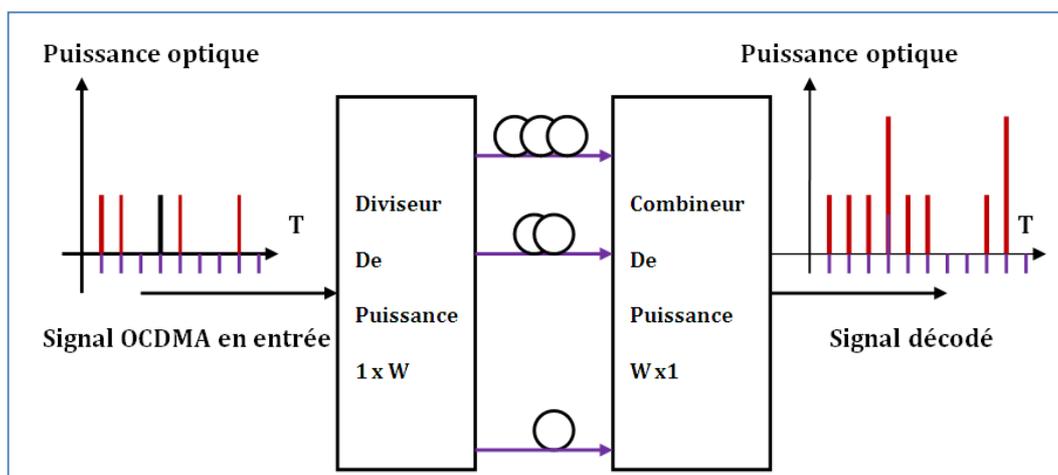


Figure III.2 Principe d'un décodeur à base des lignes à retard.

La réalisation de ce type d'encodage/décodage est relativement simple, mais les pertes de couplage sont très importantes. Ceci peut conduire à augmenter le taux d'erreur binaire (TEB), avec une dégradation des performances de systèmes de communication [53].

D'autres techniques peuvent être développés dans les systèmes OCDMA basé sur le principe d'étalement temporelle (DS-OCDMA), comme par exemple les Réseaux de Bragg échantillonnés (Sampled - Fiber Bragg Grating S-FBG)

2.2 Codage temporel incohérent à des réseaux de Bragg

Un réseau de Bragg consiste à une perturbation (périodique ou aperiodique) de l'indice de réfraction du guide d'onde (le cœur de la fibre) en appliquant un champ de franges ultra-violet transversal à l'axe de propagation de la fibre[54-55].

Selon la variation de l'indice de réfractons le long de la fibre, on peut distinguer plusieurs types de réseaux de Bragg.

Dans notre système DS-OCDMA incohérent, les composants d'encodage/décodage sont réalisés par les réseaux de Bragg échantillonnés (S-FBG), car il est plus simple pour générer les codes unipolaires (OOC et PC).

3. Codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg échantillonnés

Les réseaux de Bragg échantillonnés (Sampled Fiber Bragg Gratings : *S-FBG*) consistent en une concaténation de réseaux de Bragg (Bragg Gratings : *BG*) uniformes séparés, et positionnés sur la fibre de manière à réfléchir un train d'impulsions correspondant à la séquence de code souhaitée [56] comme on peut l'observe sur la figure III.3

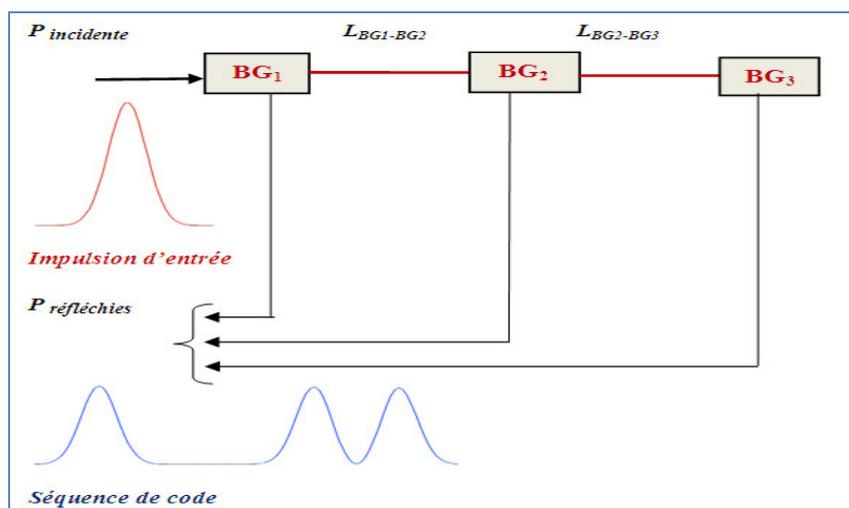


Figure III.3 Schéma d'un réseau de Bragg échantillonné.

Le nombre de ces réseaux (BG_i) est déterminé par le nombre de chip à « 1 » dans la séquence de code (le poids W) à implémenter, et la longueur des FBG_i . De plus et pour mieux estimer les bits de données, les FBG_i doivent générer des impulsions unités (à «1») de puissances identiques.

Longueurs de fibre $L_{BG_i-BG_{i+1}}$ représentent Les chips «0» qui sépare deux impulsions «1» successives. La longueur de la fibre entre deux BG est calculée par [57]:

$$L_{FBG_i,FBG_{i+1}} = \frac{cN_0T_c}{2n_{eff}} \quad (1)$$

c : étant la célérité de la lumière ;

N_0 : est le nombre de chips à « 0 » entre deux chips à « 1 » successifs ;

T_c : temps chip injectée à l'entrée à l'entrée du codeur ;

n_{eff} : l'indice effectif ;

Le décodeur utilise le même principe et la même technologie pour recomposer les impulsions à partir des séquences reçues.

4. Modélisation des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg échantillonnés

La modélisation est une étape très importante avant de passer à la phase de réalisation les codeurs/décodeurs. Cette étape consiste à déterminer la taille et le poids du code à générer, la puissance moyenne à réfléchir et le débit auquel le système de transmission OCDMA devra fonctionner.

Les paramètres du réseau de Bragg utilisé sont regroupés dans le tableau III.1 ci-dessous :

Diamètres du cœur et de la gaine	$D_{\text{cœur}} = 8.30 \mu\text{m}$ $D_{\text{gaine}} = 62.50 \mu\text{m}$
Les indices	$N_{\text{cœur}} = 1.45002$ $n_{\text{gaine}} = 1.44642$ $n_{\text{eff}} = 1.4489888$
Longueur d'onde	$\lambda_B = 1,55095 \mu\text{m}$

Tableau III.1 Paramètres de réseau de Bragg photo-inscrit.

En fonction du débit de transmission souhaité, doit définir les paramètres de l'impulsion (i.e. forme d'impulsion et largeur à mi-hauteur) appliquée à l'entrée des codeurs. Dans notre système DS-OCDMA, l'impulsion injectée est de forme gaussienne, et d'un largeur à mi-hauteur (Full Width at Half Maximum : FWHM) de 50 ps. Cette impulsion est visualisée sur la figure III.4 ci-dessous:

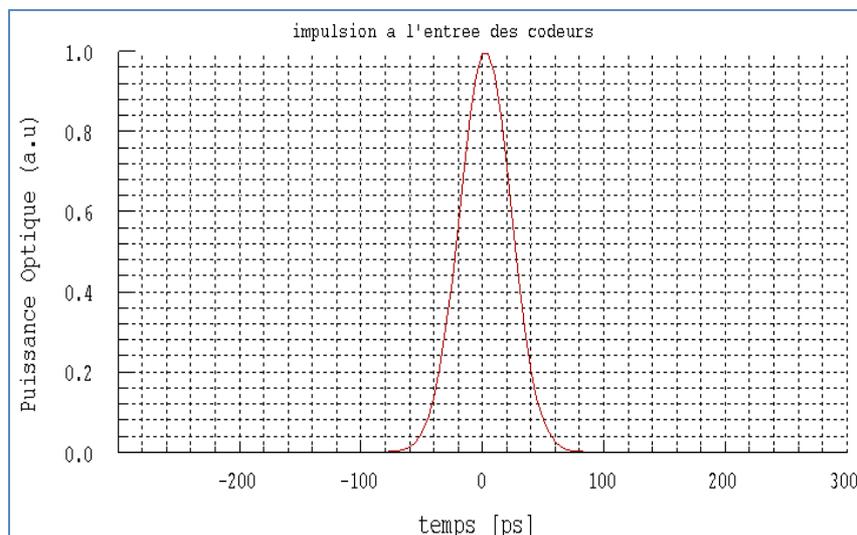


Figure III.4 Impulsion appliquée à l'entrée du codeur.

La figure III.4 montre que le largeur spectrale de l'impulsion d'entrée est égale à 50 ps, et le débit chips est égal à 20 Gbits/s.

Dans une deuxième étape on doit définir les caractéristiques des réseaux de Bragg (BG_i) afin de générer les mots de codes souhaités.

Dans notre travail, nous avons considéré deux familles de codes unipolaires PC(9,3) et OOC (13, 3,1).

Codes PC

Notre l’algorithme permet de générer les séquences du code pour les codes PC. Les mots à générés sont regroupés dans le tableau III.2 ci-dessous:

L	W	N	Codes Premier (PC : Prime Code)
9	3	3	$C_1 : 100100100$ $C_2 : 100010001$ $C_3 : 100001010$

Tableau III.2 mots de codes PC(9,3)

Dans ce tableau, nous pouvons remarquer que le nombre de chips à «0» entre deux chips à «1» successifs est le même pour les deux mots de code C_1 et C_2 (codes périodiques), Cela nous permet d’utiliser le codeur comme un décodeur et vice-versa, ce qui est différent dans le cas du code C_3 (code apériodique).

Des simulations successives ont permis de définir les paramètres des différents S-FBG de manière à générer les mots de code C_1 et C_2 .

Le tableau III.3 regroupe les spécifications des Codeur 1 et 2 permettant de générer les séquences C_1 et C_2

	L_{FBG1}	$L_{FBG1-FBG2}$	L_{FBG2}	$L_{FBG2-FBG3}$	L_{FBG3}
Taille du réseau	0.7mm	$C_1 : 15\text{mm}$ $C_2 : 19.8\text{mm}$	0.7mm	$C_1 : 15\text{ mm}$ $C_2 : 19.8\text{mm}$	0.7mm

Tableau III.3 Paramètres des codeurs 1.et 2 de la famille de PC(9,3)

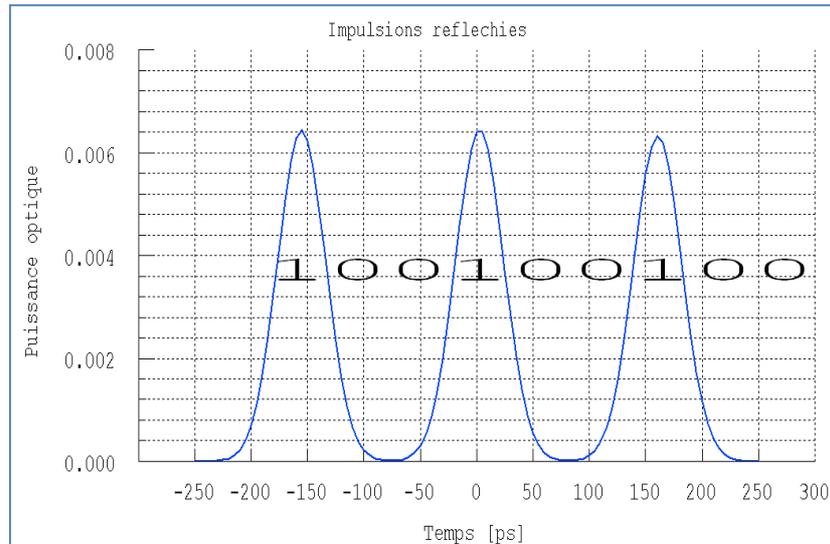


Figure III.5 Réponses temporelles du code PC C₁

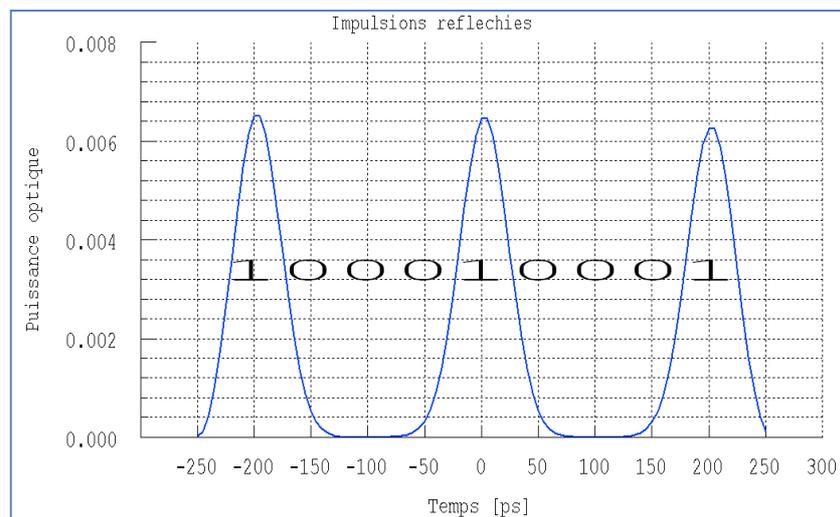


Figure III.6 Réponses temporelles du code PC C₂

Les figures III.5 et 6. III. montrent les réponses temporelles du codeur, et du décodeur obtenus par simulation pour les deux mots de code périodiques C₁ et C₂ de la famille PC(9,3). Il apparaît sur ces figures, que les impulsions représentant les chips à « 1 » ont une largeur à mi-hauteur de 50 ps, séparés respectivement par une durée de 100 ps et de 150 ps pour les codes C₁ et C₂, ce qui correspond respectivement à l'espace nécessaire à deux « 0 » et trois « 0 » successifs. De plus, Les impulsions présentent le même niveau de puissance réfléchie.

Pour la troisième séquence du code de la famille PC (9,3), C_3 est asymétrique parce que le nombre de chips à «0» entre deux chips à «1» successifs n'est pas le même. La figure III.7 illustre la structure de codage et de décodage correspondant à cette séquence.

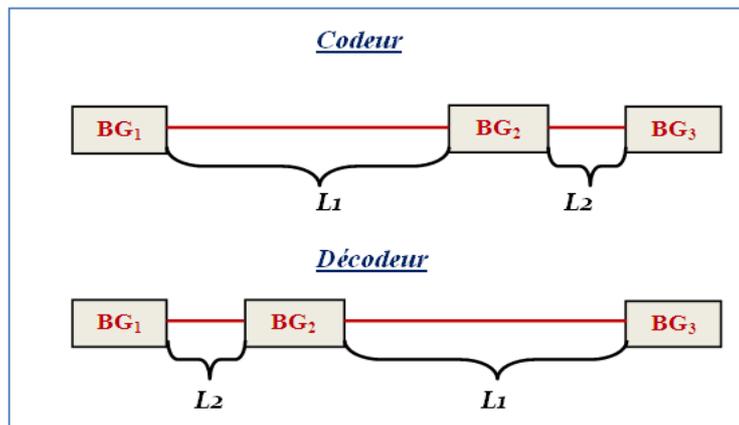


Figure III.7 Conception d'un décodeur.

Le tableau III.4 regroupe les spécifications du codeur S-FBG permettant de générer la séquence $C_3(100001010)$. Les quatre premiers « 0 » compris entre les deux premiers chips « 1 », est représenté par $L_{FBG1-FBG2}$ et le zéro compris entre les deux derniers chips « 1 » est représenté par $L_{FBG2-FBG3}$.

	L_{FBG1}	$L_{FBG1-FBG2}$	L_{FBG2}	$L_{FBG2-FBG3}$	L_{FBG3}
Taille du réseau	0.7 mm	C_3 : 25.373mm	0.7 mm	C_3 : 9.540 mm	0.7 mm

Tableau III.4 Paramètres du codeur 3de la famille de PC(9,3)

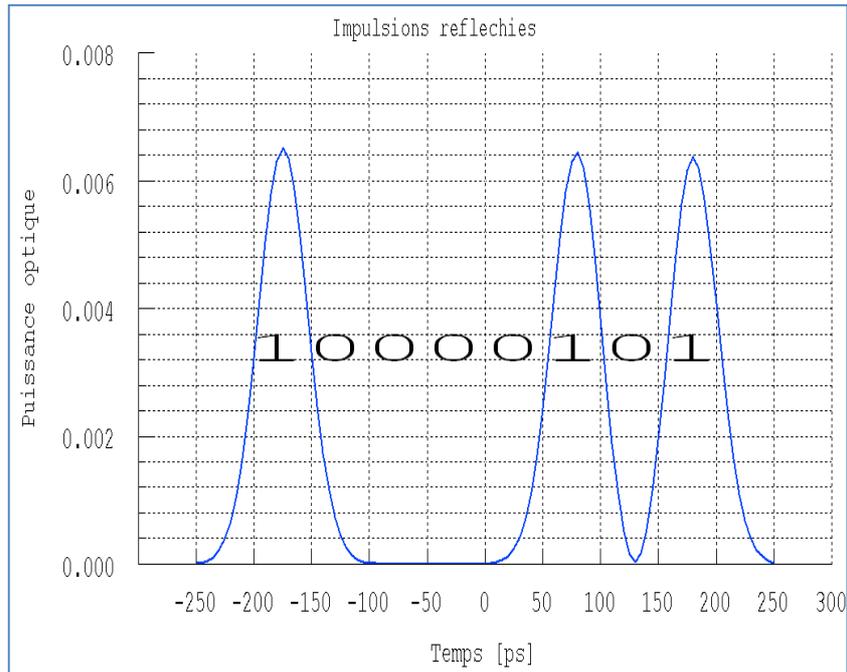


Figure III.8 Réponse temporelle du codeur PC C₃

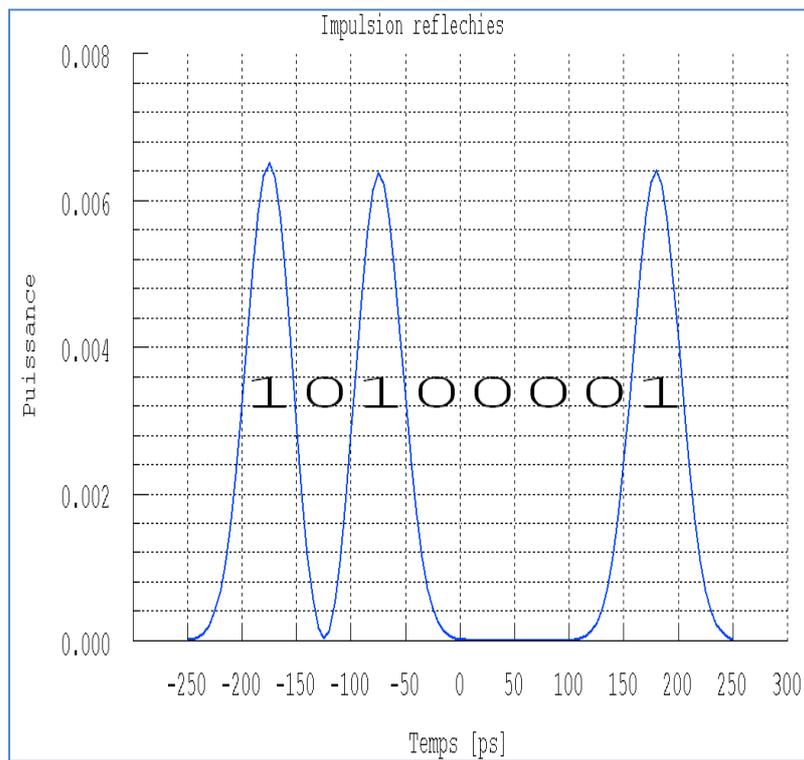


Figure III.9 Impulsions réfléchies par le décodeur PC C₃

Les figures III.8 et III.9 montrent les réponses temporelles du codeur et de son décodeur adapté obtenues par simulation pour le mot de code asymétrique C_3 de la famille PC(9,3). Les chips à « 1 » sont séparés respectivement par une durée de 200 ps et 50 ps pour le codeur (50 ps et 200 ps pour le décodeur). Ce qui correspond respectivement à l'espace nécessaire à quatre, et un « 0 » successifs pour le codeur (un et quatre « 0 » pour le décodeur). De plus, Les impulsions présentent le même niveau de puissance réfléchi.

Codes Optiques Orthogonaux (OOC)

Les mots codes générés pour une famille OOC (13, 3,1) sont regroupés dans le tableau III.5 suivant :

L	W	N	Codes Optiques Orthogonaux (OOC)
13	3	2	$C_1 : 1010000010000$ $C_2 : 0100110000000$

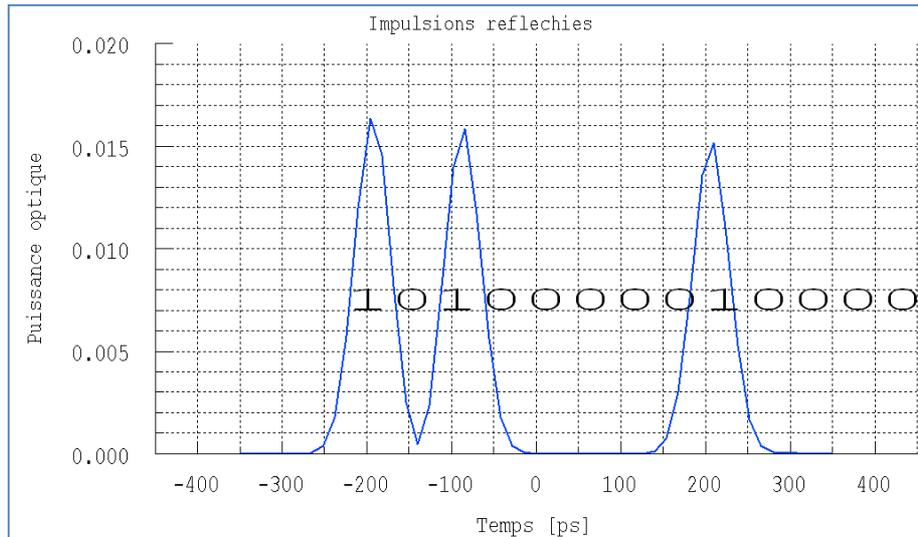
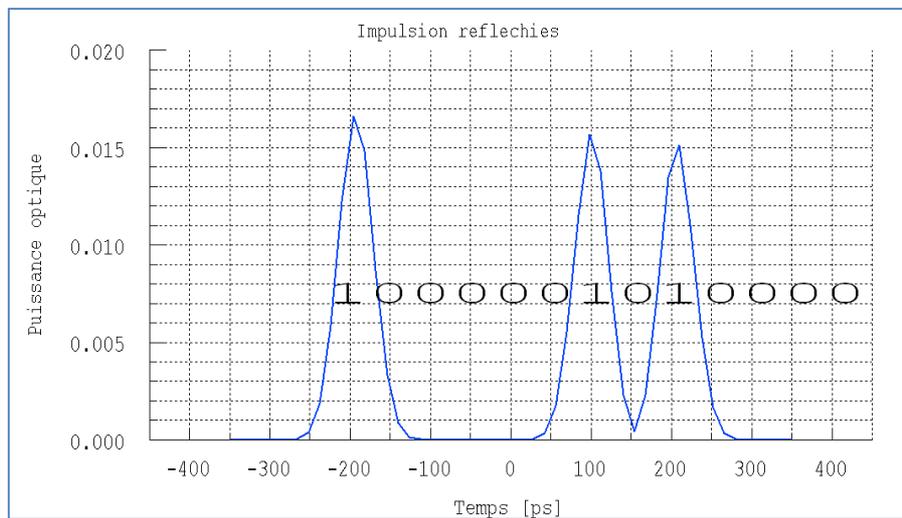
Tableau III.5 mots de codes OOC (13, 3,1)

Les deux mots de codes C_1 et C_2 sont asymétriques (le nombre de chips à «0» entre deux chips «1» consécutif n'est le même). Donc, les longueurs de la fibre entre deux chips à « 1 » (lignes de retards) dans les codeurs S-FBG_i sont inversées dans ces décodeurs adaptés.

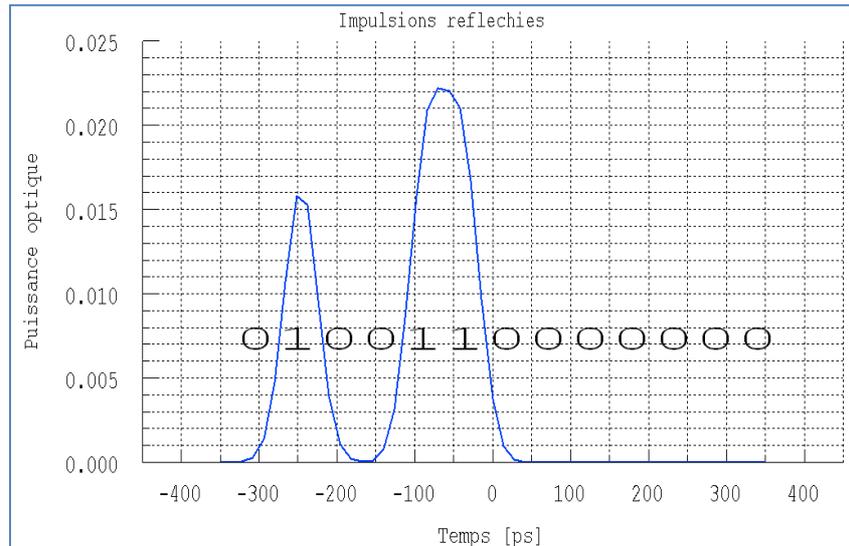
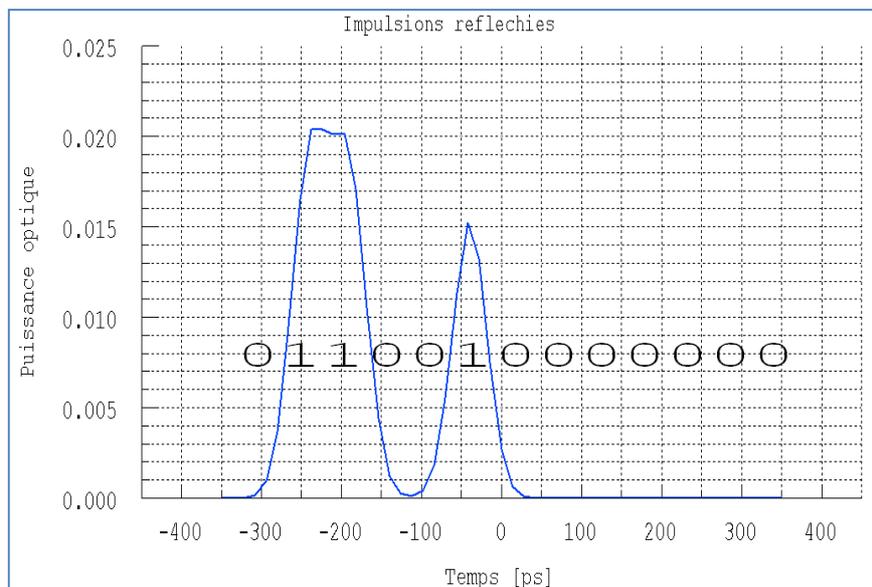
Le tableau III.6 regroupe les spécifications des Codeur 1 et 2 permettant de générer les séquences C_1 et C_2 de la famille de codes OOC (13, 3,1).

	<i>LFBG1</i>	<i>LFBG1- FBG2</i>	<i>LFBG2</i>	<i>LFBG2- FBG3</i>	<i>LFBG3</i>
Taille du réseau	0.7mm	$C_1 : 9,98\text{mm}$ $C_2 : 15,40 \text{ mm}$	0.7mm	$C_1 : 29,03\text{mm}$ $C_2 : 4,49\text{mm}$	0.7mm

Tableau III.6 Paramètres des codeurs 1.et 2 de la famille de OOC (13,3,1)

(a) Codeur C_1 (b) Décodeur C_1 **Figure III.10 Réponses temporelles du code OOC C_1**

La figure III.10 montre les réponses temporelles du codeur (a) et de son décodeur (b) adapté pour la séquence du code $C_1(1010000010000)$ de la famille de code OOC (13, 3,1). Les durées entre les chips unités (à « 1 ») sont respectivement 50 ps et 250 ps pour le codeur (250 ps et 50 ps pour le décodeur), ce qui correspond à l'espace nécessaire à un et quatre « 0 » successifs (l'inverse pour le décodeur). De plus, les impulsions réfléchies par les réseaux de Bragg (codeur et décodeur) ont un même niveau de puissance.

(a) Codeur C_2 (b) Décodeur C_2 **Figure III.11 Réponses temporelles du code OOC C_2**

La figure III.11 montre les signaux réfléchies par le codeur (a), et de son décodeur (b) adapté pour la séquence du code $C_2(010011000000)$ de la famille de code OOC (13, 3,1). Le largeur mi-hauteur de la deuxième impulsion réfléchié par le codeur est de 100 ps, ce qui représente deux chips unités adjacentes dans la séquence du code à généré C_2 . Cependant, les impulsions réfléchies par le codeur et son décodeur ne sont pas de même puissance optique. Ceci peut être expliqué par :

- ✓ La longueur des réseaux de Bragg différente de celle spécifiée.
- ✓ longueurs de fibre inter réseaux différentes par rapport aux longueurs spécifiées dans le codeur et le décodeur.

5. Simulation d'un système DS-OCDMA incohérent « tout-optique »

Après la phase de modélisation des composants optiques de codage/décodage à réseaux de Bragg, il nous reste que d'implémenter ces composants dans un système DS-OCDMA incohérent afin de démontrer le codage et le décodage des séquences et de mieux appréhender l'effet des IAM.

5.1 Configuration Mono-utilisateur

Cette première phase consiste à appliquer, à l'entrée des codeurs S-FBG modélisés, un train de données et à observer les réponses temporelles. La figure III.12 présente le premier montage testé.

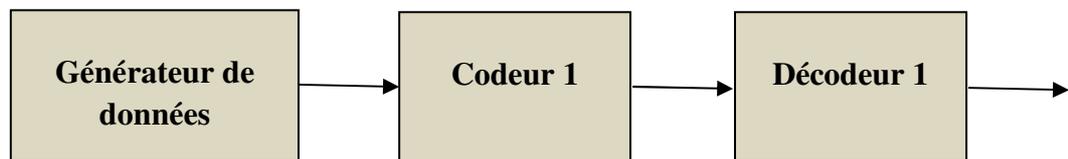


Figure III.12 caractérisation de codeurs

Implémentation les codeurs de OOC (13, 3,1)

Nous avons deux séquences de code C_1 (1010000010000) et C_2 (0100110000000) de la famille de code OOC (13, 3,1).

La figure III.13 présente le générateur des bits de données.

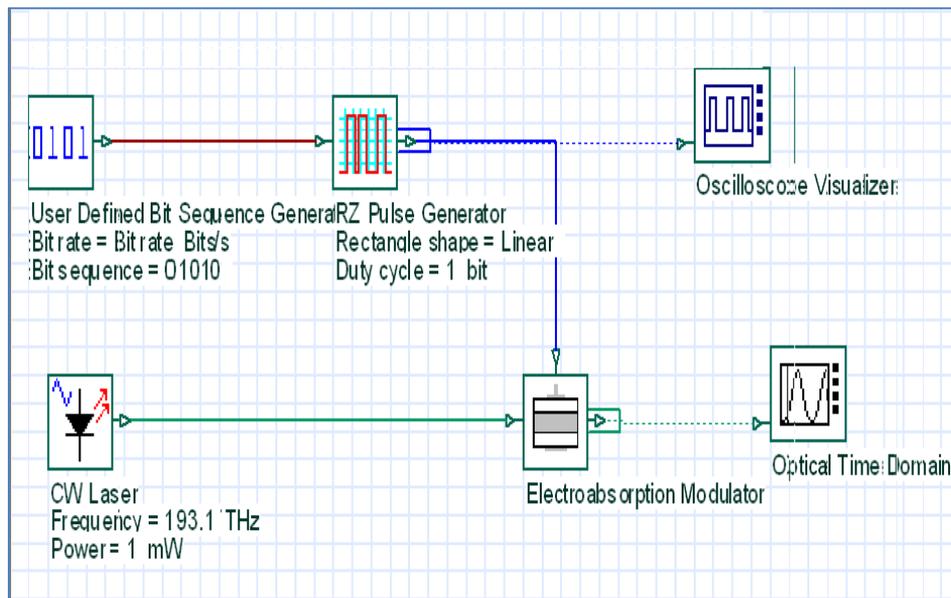


Figure III.13 Générateur de séquences de données

Le générateur de données est composé, comme le montre la Figure III.13:

- Générateur de séquences binaires qui permet de fixer le train de données
- Générateur d'impulsions qui donne la forme Gaussienne aux impulsions
- Laser continu qui génère le signal optique porteur
- Modulateur à électro-absorption qui permet d'obtenir les impulsions dans le domaine optique.

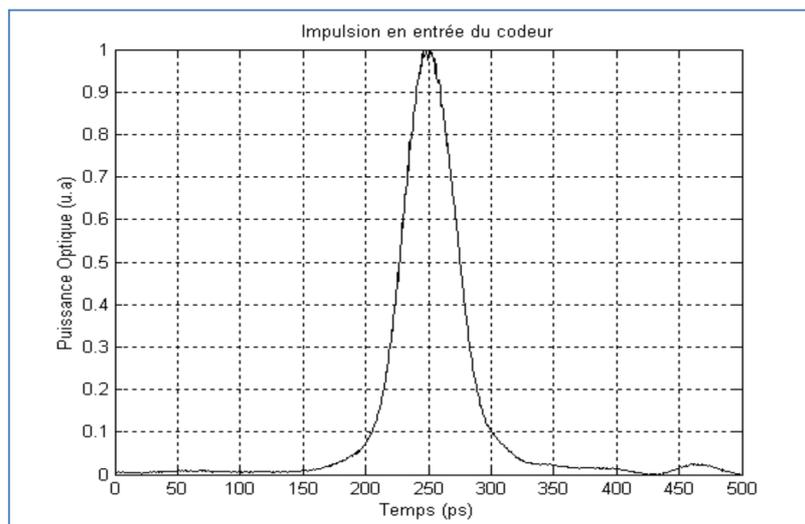


Figure III.14 Impulsion à l'entrée du codeur.

La figure III.14 permet de vérifier que la condition sur la FWHM des impulsions à appliquée à l'entrée du codeur est bien vérifiée (FWHM=50 ps). La forme de cette impulsion correspond parfaitement à celle utilisée lors des simulations précédentes (Figure III.4).

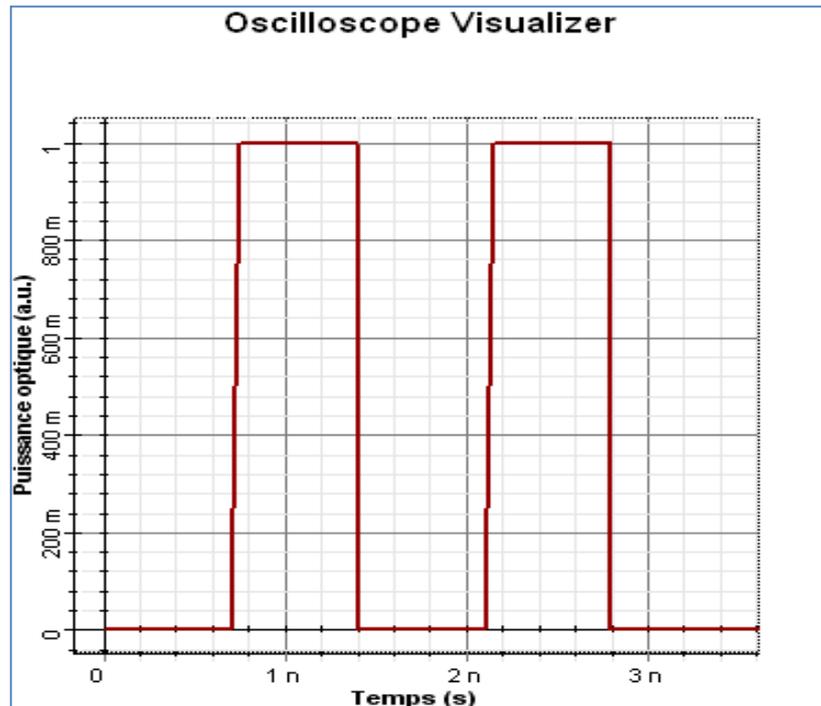


Figure III.15 Train d'impulsions appliqué à l'entrée des codeurs

La figure III.15 montre un train d'impulsions représentant les données (01010) à un débit 1.43 Gbits/s ($T_{bit}=700 \text{ ps}$). Ces impulsions arrivent à l'entrée des codeurs.

La figure III.16 montre le montage le codage/ décodage d'une séquence d'information émise par le premier utilisateur et reçue par un décodeur adapté (Décodeur 1).

Les bits d'information (01010) est envoyé au codeur 1 (resp. codeur 2) par un circulateur, celui-ci permettant de transmettre le signal au composant S-FBG- C_1 (resp. S-FBG- C_2) et de recouvrer les impulsions codées. Nous disposons de deux paires de codeurs/ décodeurs. La première permettant de générer puis de décoder la séquence $C_1(1010000010000)$ associée à un premier émetteur, la seconde étant affectée à un second utilisateur dont le mot de code est $C_2(0100110000000)$.

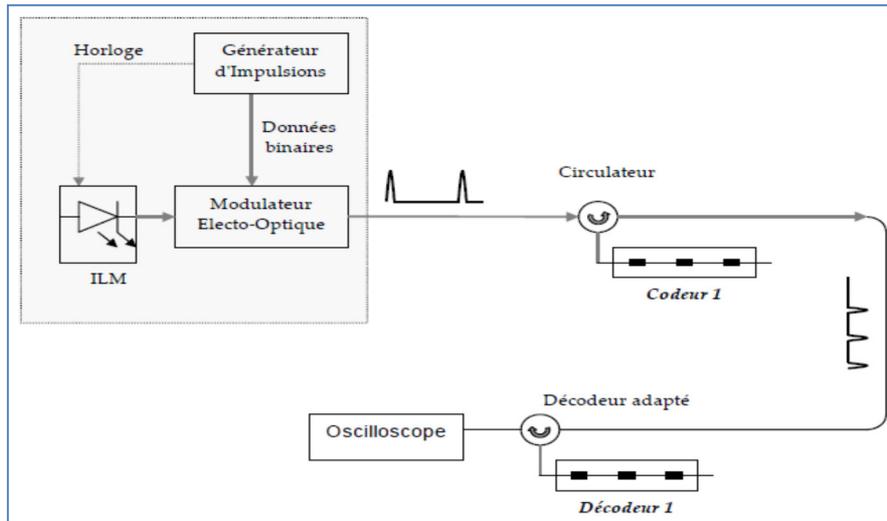
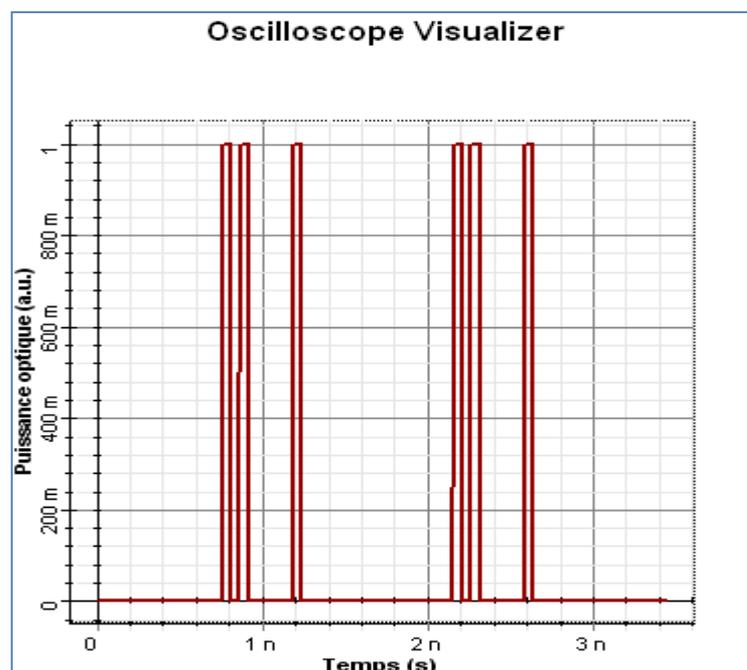


Figure III.16 composants de codage et décodage

Les Figures III.17 (a) et (b) présentent le signal réfléchi par le codeur 1 et le codeur 2 respectivement associés à la séquence de code $C_1(1010000010000)$ et $C_2(0100110000000)$



(a) codeur OOC C_1

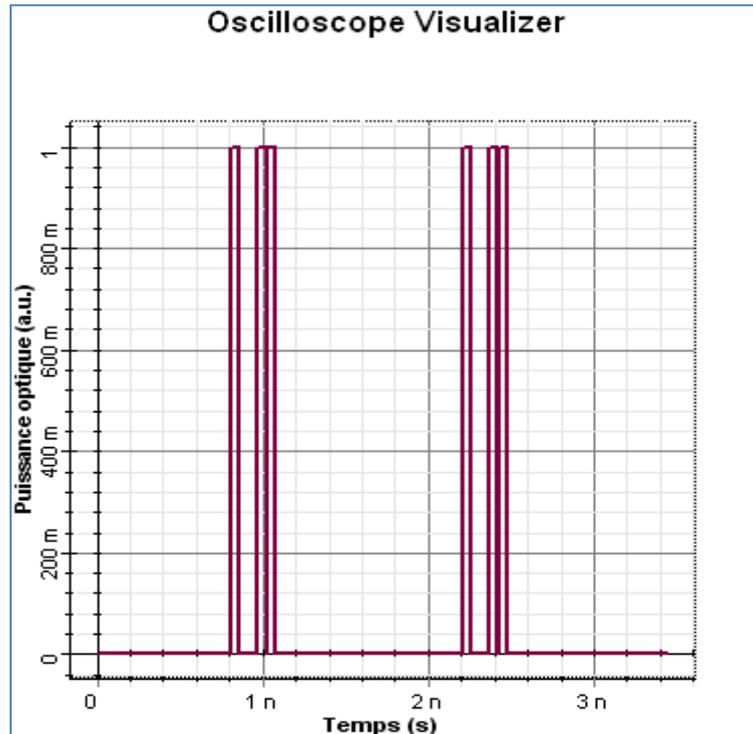
(b) codeur OOC C_2

Figure III.17 Réponses temporelles du : a/ Codeur 1, b/ Codeur 2 au train de données appliqué.

La figure III.17 montre les réponses temporelles des codeurs $S\text{-FBG-}C_1$ La (figure III.17-a) et $S\text{-FBG-}C_2$ (figure III.17-b) au train d'impulsions, appliqué à leurs entrées. Nous pouvons observer que dans le cas des deux codeurs, chacune des impulsions appliquées à leur entrée est renvoyée sous forme de séquence de code, respectivement, $C_1(1010000010000)$ et $C_2(0100110000000)$, celles-ci d'une durée de 650 ps (13×50 ps). Ces réponses temporelles des codeurs sont en très bonne adéquation avec les premières simulations effectuées (Figure III 15 a et b).

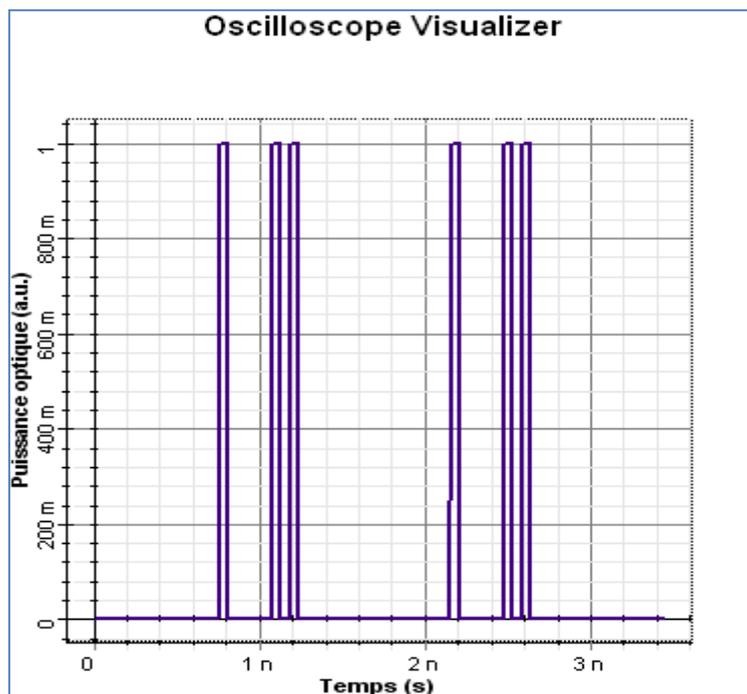
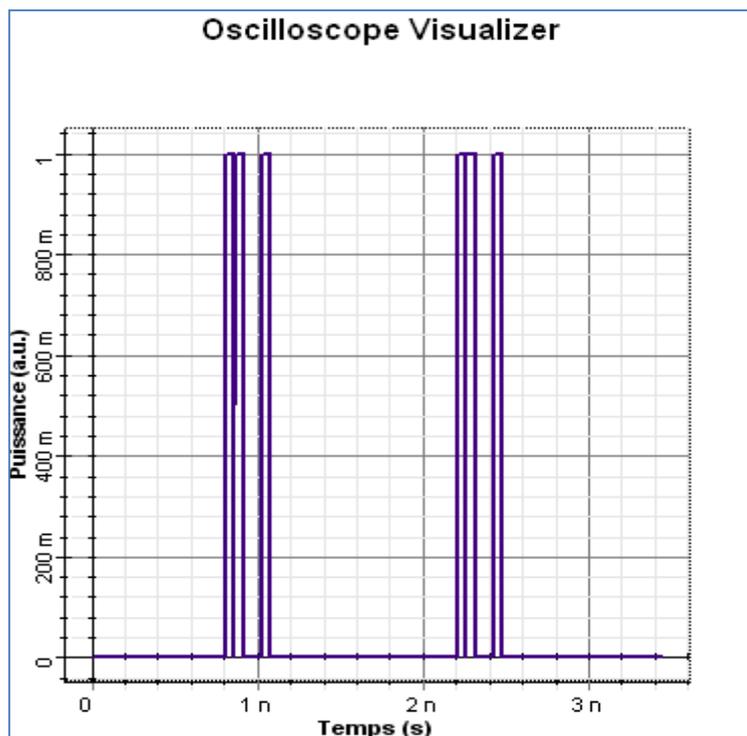
(a) décodeur OOC C_1 (b) décodeur OOC C_2

Figure III.18 Réponses temporelles du : a/ décodeur 1, b/ décodeur 2 au train de données appliqué.

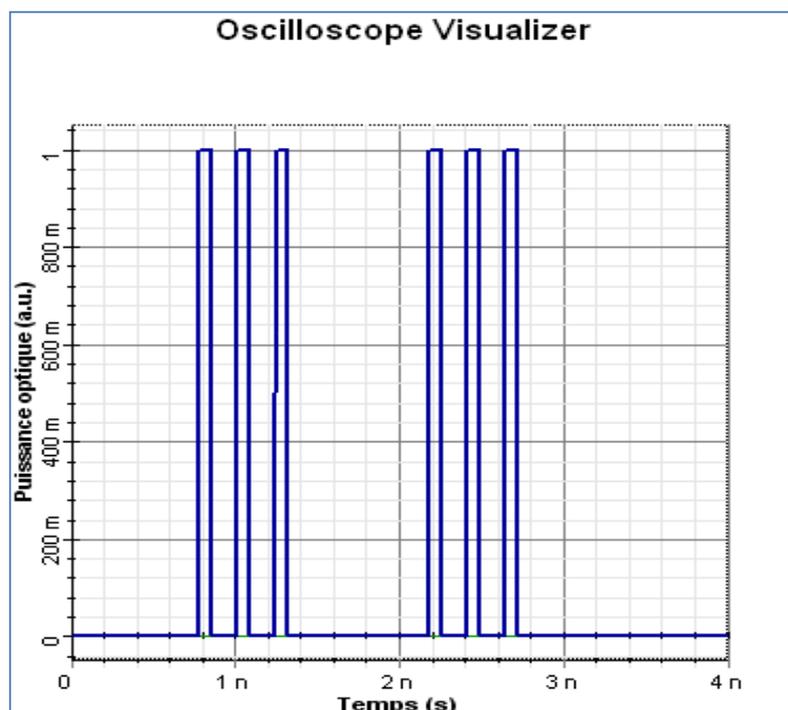
La figure III.18 montre les réponses temporelles des décodeurs C_1 (a) et C_2 (b). Nous observons que dans le cas les deux décodeurs, les bits d'informations sont bien décodés.

Implémentation les codeurs de PC (9,3)

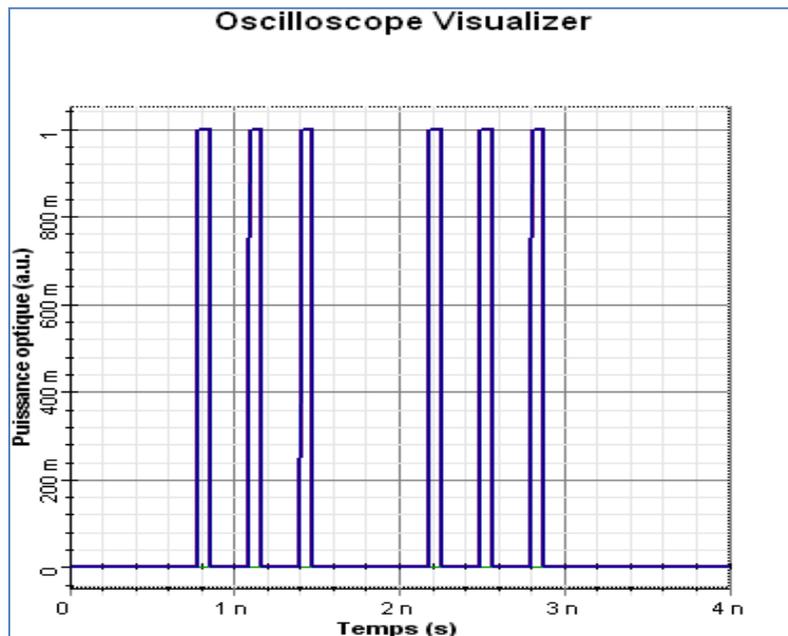
Dans cette partie, nous avons fait le même travail précédent en utilisant les trois séquences de code C_1 (100100100), C_2 (100010001) et C_3 (100001010) de la famille de code PC (9, 3).

Pour cette famille de code, nous avons de séquences périodiques (C_1 et C_2), donc les composants de codeur et décodeur sont identique

La Figure III.19 présente le signal réfléchi par le codeur 1 (a) (et son décodeur 1) et le codeur 2 (b) (et son décodeur 2) respectivement associés à la séquence de code C_1 (100100100), et C_2 (100010001)

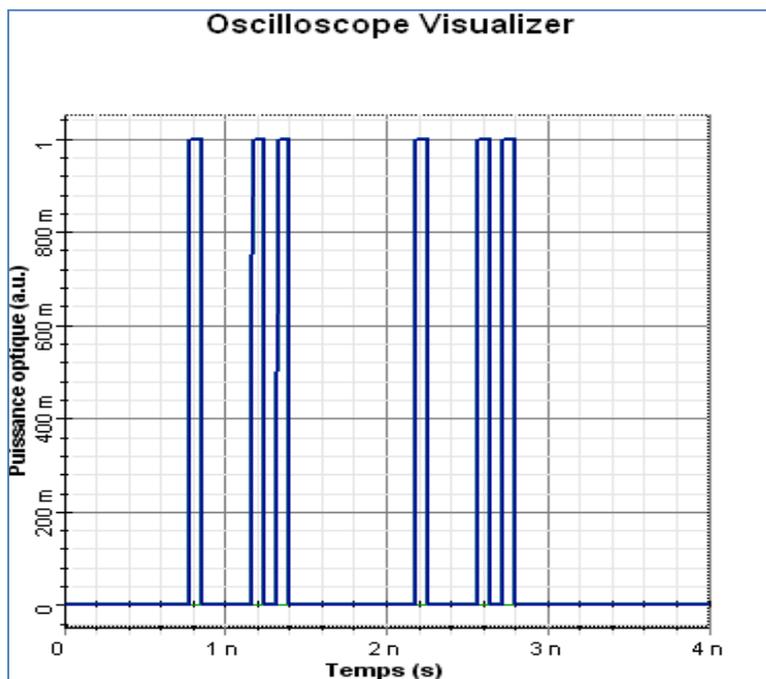
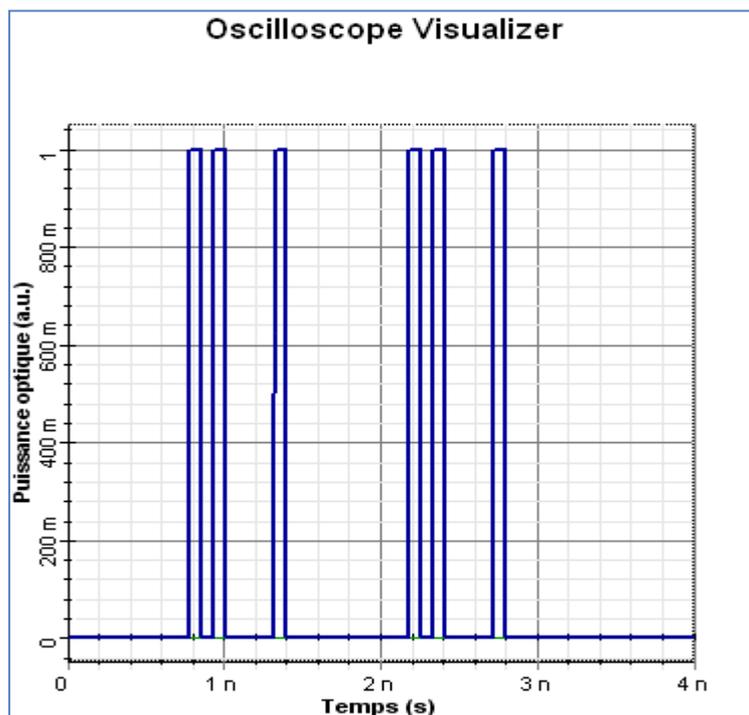


(a) codeur PC C_1

(b) codeur PC C_2 Figure III.19 réponses temporelles du code PC C_1 et C_2

Les figures III.19-a et figure III.19-b montrent les réponses temporelles des codeurs et leurs décodeurs adaptés des S-FBG- C_1 et S-FBG- C_2 , au train d'impulsions, appliqué à leurs entrées des composants respectives. Nous pouvons observer que dans le cas des deux codeurs, chacune des impulsions appliquées à leur entrée est renvoyée sous forme de séquence de code, respectivement, C_1 (100100100), C_2 (100010001), celles-ci d'une durée de 450 ps (9×50 ps). De plus, elles montrent que, les bits d'informations sont bien décodés pour les deux décodeurs.

Considérons le mot de code C_3 (100001010) de la famille de code PC (9, 3), cette séquence, la est asymétrique. La Figure III.20 illustre les réponses temporelles de codeur et de décodeur correspondant à la séquence C_3

(a) codeur PC C_3 (b) décodeur PC C_3 Figure III.20 réponses temporelles du code PC C_3

La figure III.20 (a) montre la réponse temporelle de codeur S -FBG- C_3 , au train d'impulsions, appliqué à leurs entrées des composants respectives. Nous pouvons observer que, chacune des impulsions (bits) de niveau « 1 » appliquées à entrée est renvoyée sous forme de séquence de code $C_3(100001010)$, celles-ci d'une durée de 450 ps (9×50 ps).

La figure III.20 (b) montre que les bits d'information sont bien décodés par le décodeur de mot code C_3 .

Ces résultats confirment que dans notre système CDMA optique il est parfaitement possible de reconstituer une séquence de données à partir d'un signal codé en utilisant un décodeur adapté au composant de codage initial.

5.2 Configuration Multi-utilisateur

L'étude de cette configuration (multi-utilisateur) est faite pour évaluer les performances du système en présence des utilisateurs interférents. Pour cela, nous avons simulé un système de communication de deux utilisateurs. Après nous avons analysé les résultats obtenus tels que les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation.

La Figure III.21 montre le schéma du système de transmission CDMA optique simulé.

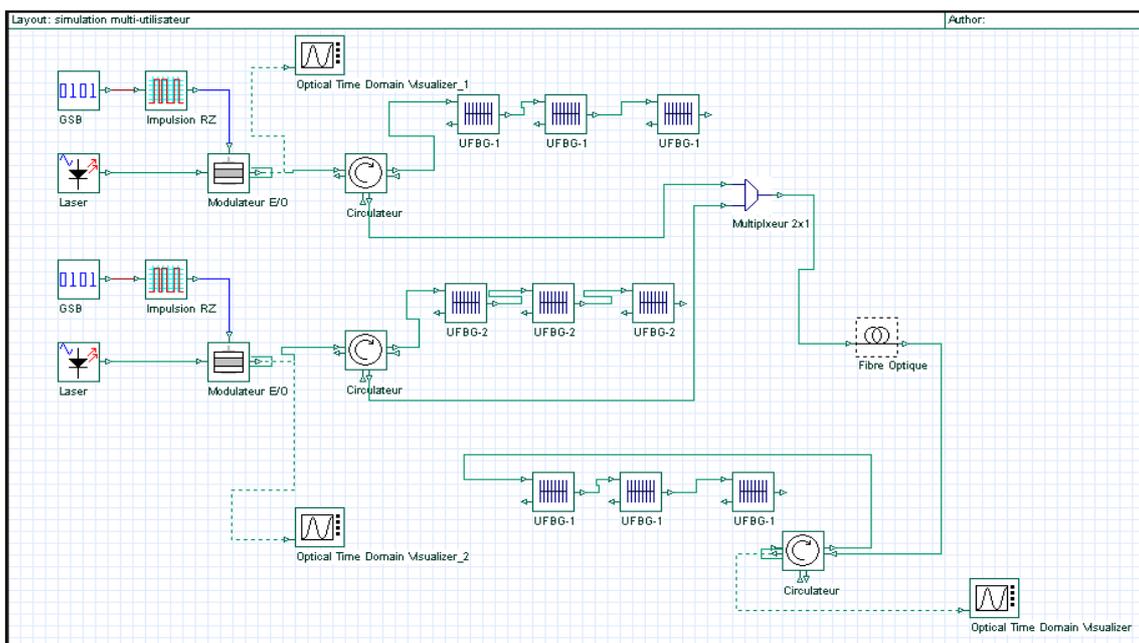


Figure III.21 Schéma synoptique du système de transmission DS-OCDMA simulé.

Comme le montre la figure III.21, les données de chaque utilisateur sont codées par des composants S-FBG₁ et S-FBG₂. Les deux signaux codés sont par la suite superposés avec un multiplexeur optique. Le signal DS-OCDMA résultant est ensuite transmis vers le décodeur adapté à l'utilisateur dont on souhaite reconstruire la séquence d'information.

La figure III.22 montre le signal DS-OCDMA résultant qu'est transmis par le canal optique.

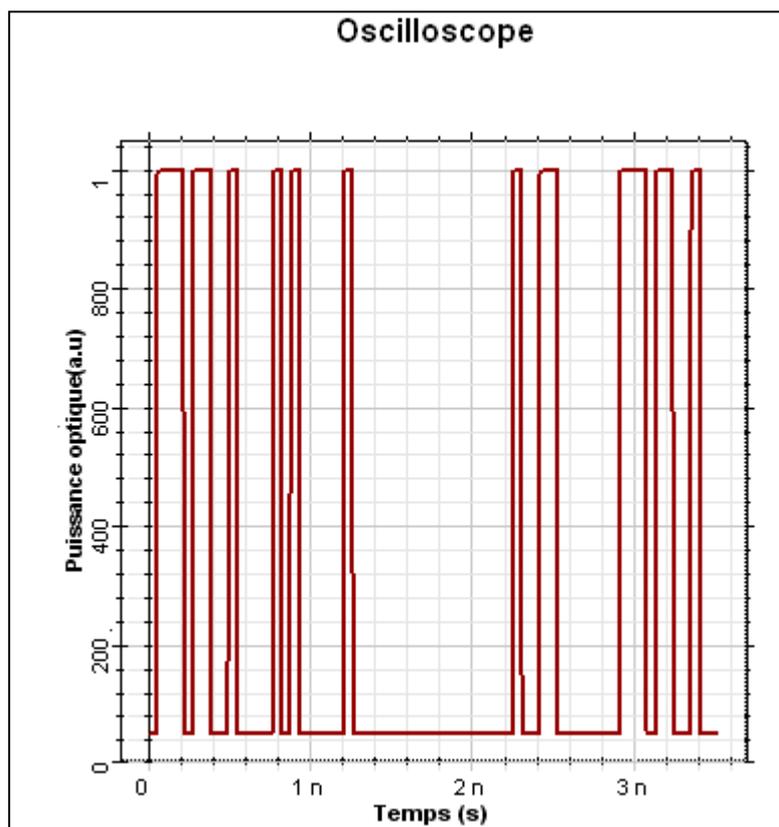


Figure III.22 le signal DS-OCDMA résultant

Le multiplexage des utilisateurs conduit à apparaître des interférences d'accès multiples (IAM) qui rendent le recouvrement des bits émis plus complexe. Dans ces conditions, la fonction d'auto-corrélation, constituée lors du décodage, sera affectée par la présence du deuxième utilisateur.

Implémentation d'un système DS-OCDMA avec les codes OOC (13, 3,1)

Dans cette partie, nous avons choisis les deux mots $C_1(1010000010000)$ et $C_2(0100110000000)$ de la famille OOC (13, 3,1).

La figure III.23 montre la fonction d'auto-corrélation obtenue par simulation.

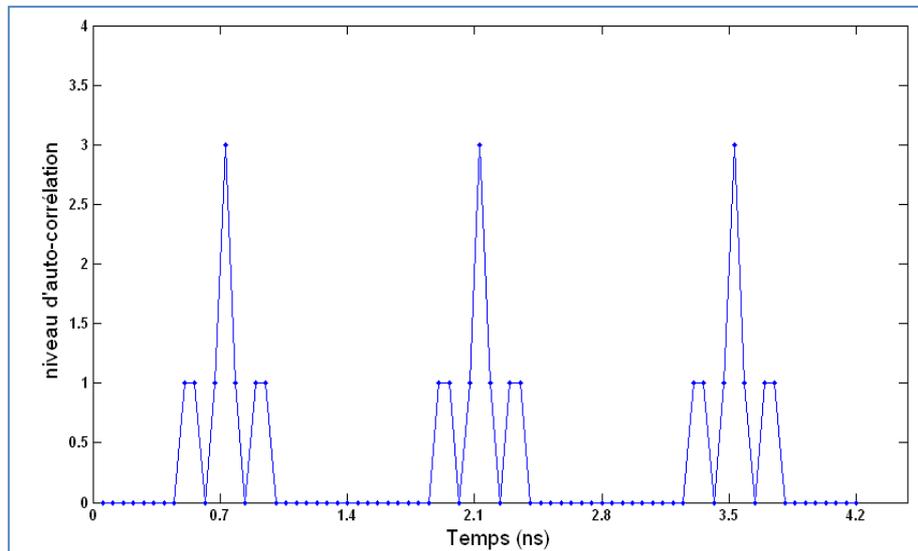


Figure III.23 Fonction d'auto-corrélation pour le code C_1 de la famille OOC (13, 3,1)

La courbe montre un pic d'auto-corrélation qu'il permet de mieux estimer les bits d'information émis par l'utilisateur car les niveaux des impulsions latéraux n'est pas suffisamment important pour gêner la détection.

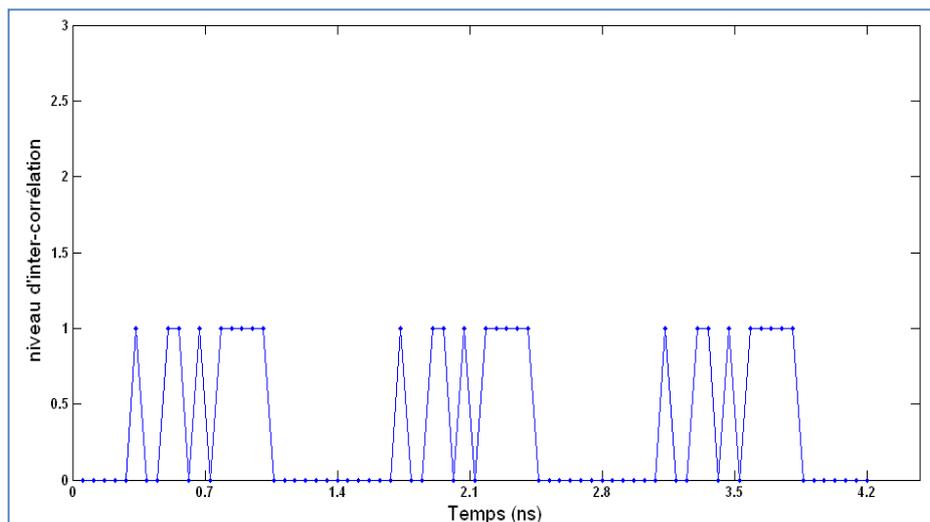


Figure III.24 Fonction d'inter-corrélation pour les codes C_1 et C_2 de la famille OOC (13, 3,1)

La figure III.24 montre la fonction d'inter-corrélation, le niveau des impulsions de cette fonction est faible (égal à 1) et ne présente pas de pic prédominant. Ceci permet au décodeur de reconstituer correctement le signal émis.

D'après les deux résultats précédents, il est parfaitement possible de reconstituer les bits de données à partir d'un signal codé en utilisant un décodeur adapté au composant de codage initial dans notre système DS-OCDMA.

Implémentation d'un système DS-OCDMA avec les codes PC (9, 3)

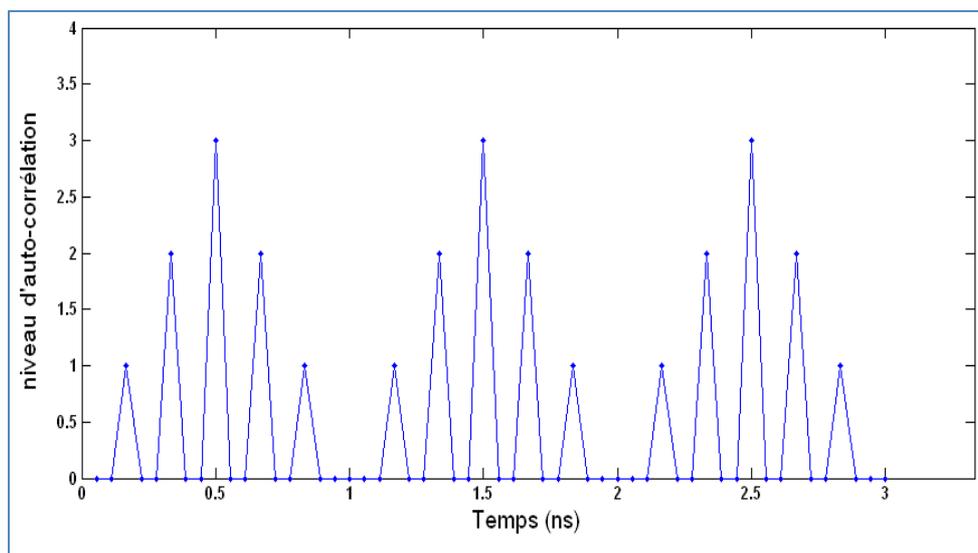


Figure III.25 Fonction d'auto-corrélation pour le code C1 de la famille PC (9, 3)

La figure III.25 montre la fonction d'auto-corrélation obtenue par simulation. Nous observons sur cette figure que le niveau des lobes secondaire est important (égal à $p-1$), donc elle peut être gênée la détection.

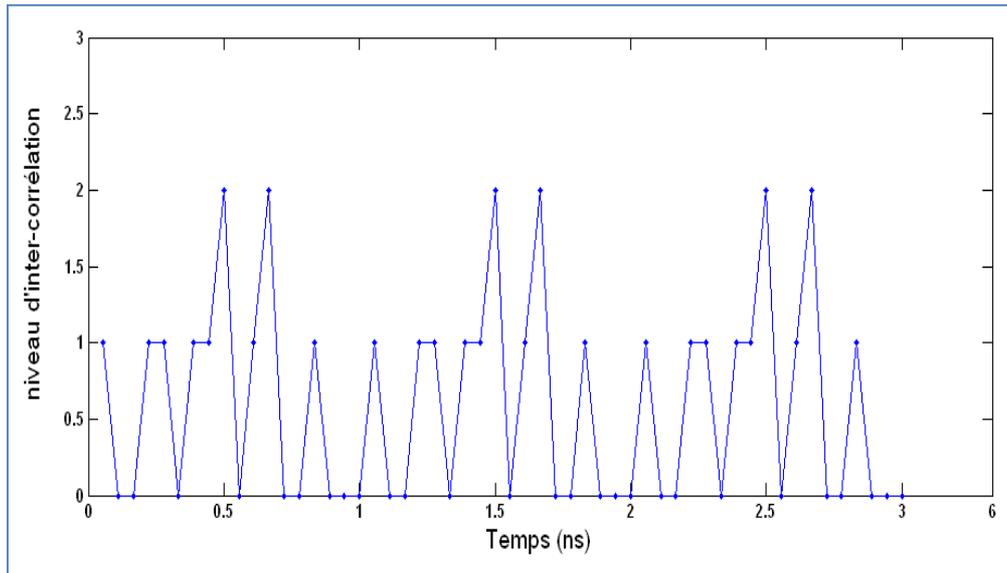


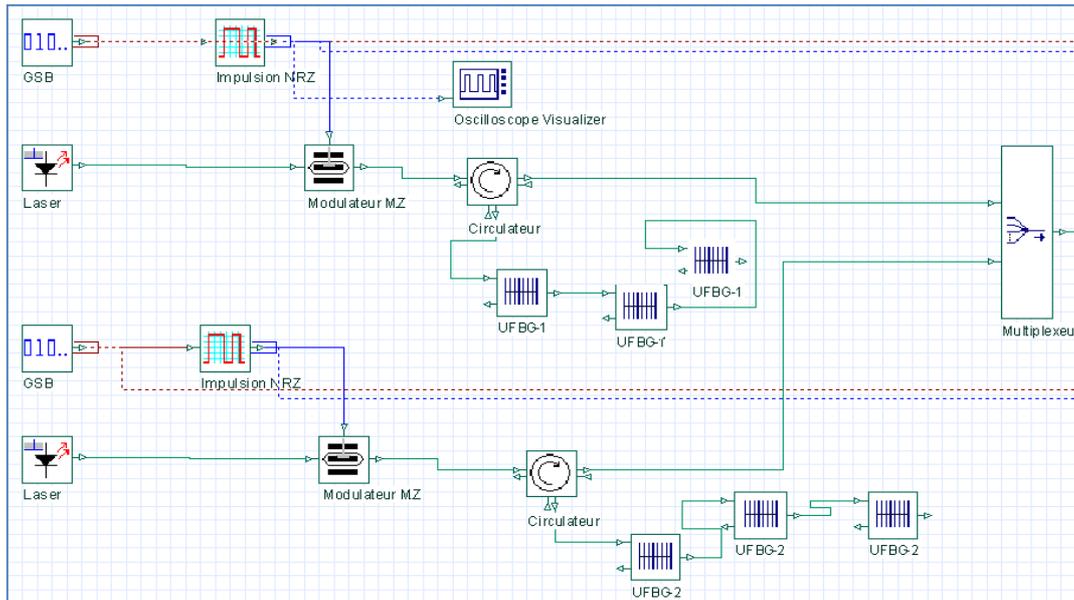
Figure III.26 Fonction d'inter-corrélation pour les codes C_1 et C_2 de la famille PC (9, 3)

La figure III.26 montre la fonction d'inter-corrélation générée par les utilisateurs 1 et 2 de la famille de code PC(9,3). Elle montre que le niveau des lobes peut atteindre la valeur 2, ceci s'explique par l'unipolarité des codes PC. Par conséquent, le recouvrement de la séquence de bits émis par l'utilisateur désiré contient des bits erronés car le niveau des lobes est important pour faire des erreurs de décision sur un chip à «0».

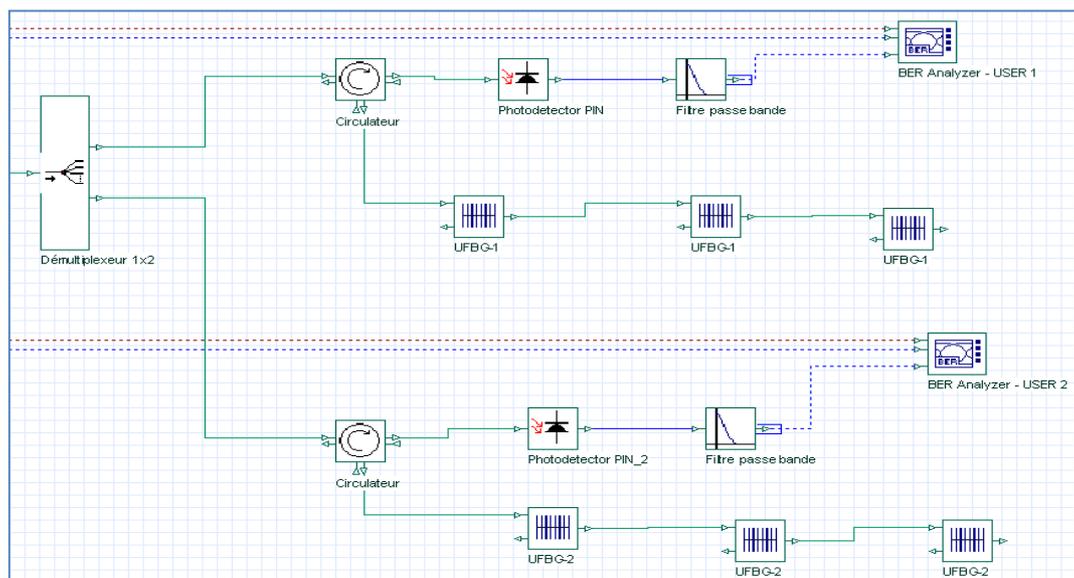
Les codes OOC présentent l'avantage d'être des codes a périodiques, c'est-à-dire le nombre de chips à « 0 » entre deux chip à « 1 » n'est pas le même. Ceci permet d'avoir des fonctions de corrélations avec des lobes secondaire plus faible que les codes PC (codes a périodiques). Dans ce cas, la détection se fait sans erreurs et ceci conduit à améliorer les performances du système de transmission.

5.3 Mesure du taux d'erreur binaire

La figure III.26 montre la disposition du système à simuler. Le composant BER (Bit Error Rate) est utilisé pour estimer le taux d'erreur binaire afin d'évaluer les performances du système de transmission OCDMA. Cette simulation permet aussi de réaliser le multiplexage de deux utilisateurs et de vérifier s'il est possible de reconstituer une séquence émise par l'un des d'eux en présence d'un interférent.



(a) bloc d'émission



(b) bloc de réception

Figure III.27 Schéma de codage, transmission et décodage de signaux CDMA.

Le générateur des bits de données GSB délivre un train de données à un débit $D_b=1.4$ Gbits/s, ($T_b=700$ ps), donc le débit chips $D_c=20$ Gbits/s ($T_c=50$ ps). Les FBG_i dans le système fonctionnent comme encodeurs/décodeurs pour le signal incohérent.

Les séquences de bits générés par le GSB sont transmises aux différents codeurs. Les signaux codés et superposés par le multiplexeur 2x1 optique sont ensuite envoyés vers les décodeurs, ce qui nous permet de recouvrer les bits de donnée émis par les utilisateurs.

Dans une première configuration mono-utilisateur, sans présence des utilisateurs interférant, la valeur du taux d'erreur binaire trouvé $TEB=6.7*10^{-23} < 10^{-9}$. Ceci explique par :

- ✓ l'utilisation du seuil de décision optimal par le circuit de décision que permet de mieux estimer les bits de données.
- ✓ Absence des utilisateurs interférents que permettent les IAM.

Dans la deuxième configuration multi-utilisateur, nous avons utilisé deux générateurs des bits de données pour les deux émetteurs, les taux d'erreur binaire mesuré $TEB=2.5*10^{-16}<10^{-9}$. Cette dégradation de la performance par rapport à la configuration mono-utilisateur est due à la présence d'un deuxième utilisateur dans le réseau, donc le niveau de puissance sur les bits «0» augmente (IAM) et par conséquent, la détection de l'information correctement devient difficile. Le seuil de détection doit se déplacer vers le niveau des «1» pour pouvoir détecter sans erreurs.

6. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons traité de l'utilisation de codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg pour l'implémentation d'un système de transmission DS-CDMA « tout-optique ».

Premièrement, nous avons présenté deux techniques de faire les fonctions de codages/décodages dans le domaine temporel que sont les lignes de retard et les réseaux de Bragg échantillonné. Après nous avons focalisé notre étude sur l'utilisation de codeurs/décodeurs à réseau de Bragg pour le système DS-OCDMA incohérent. Ensuite et par simulations, nous avons déterminé les caractéristiques des réseaux de Bragg échantillonnées afin que ces composants puissent de générer des mots de codes unipolaires pour deux familles de codes OOC (13, 3,1) et PC(9,3). Puis, nous avons intégré ces composants dans système de communication optique.

Cette étude montre la reconstitution des bits de données émis en deux configurations (mono et multi-utilisateur).

Après, nous avons montré aussi que les codes OOC de structure aperiodique c'est-à-dire que le nombre de chips à « 0 » entre deux chips à « 1 » successifs n'est pas le même, possèdent de meilleures propriétés de corrélation que les codes PC. Ceci permet de mieux estimer les bits de données, et par conséquent améliorer les performances du système OCDMA.

Nous avons terminé cette étude par simulation d'un système de transmission DS-OCDMA de deux utilisateurs en utilisant les deux mots de code de la famille OOC (13, 3,1). Cette simulation nous a permis d'utiliser un composant de multiplexage 2x1 et un analyseur de BER pour mesurer le taux d'erreur binaire.

CONCLUSION

GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de ce travail était consacré à l'étude, et à la caractérisation des composants optiques de codage/décodage afin de les intégrer dans les systèmes de communication CDMA « tout-optique ».

Après une brève présentation des avantages de la transmission par fibre optique, nous avons présenté différentes techniques d'accès multiple appliquées aux systèmes de communication CDMA optique.

Notre choix s'est porté sur le système OCDMA à séquence directe (DS-OCDMA) incohérent. Pour cela, nous avons proposé deux familles de codes unipolaires (OOC, PC), avec deux structures de réception (CCR, HL-CCR) utilisés dans cette configuration (DS-OCDMA). Nous avons analysé les performances de cette configuration. Cette étude a montré que l'utilisation des codes PC avec la structure de réception HL-CCR permet d'obtenir de bonnes performances en termes de débit de transmission, et de réduction des interférences d'accès multiples (IAM).

La seconde partie de ce mémoire, a été consacrée à la modélisation des dispositifs de codage/décodage à réseaux de Bragg. Elle a été effectuée en tenant compte des deux familles de codes OOC (13, 3,1) et PC (9,3). Nous avons caractérisé tous les paires de codeurs/décodeurs S-FBG afin de se s'assurer qu'ils répondent correctement aux spécifications des séquences des codes (OOC et PC) à implémenter. . Puis, nous les avons intégrer dans système de communication optique. Les résultats obtenus nous ont permis de vérifier le comportement de ces codeurs/décodeurs.

Finalement, on a proposé un système DS-OCDMA mettant en œuvre les paires de codeurs/décodeurs modélisés dans une configuration mono-utilisateur, et une configuration multi-utilisateurs en mettant en œuvre deux familles de codes OOC(13,3,1) et PC (9,3) afin de mieux aborder les effets des interférences d'accès multiple (IAM). Pour la première configuration de transmission mono-utilisateur, où une séquence de données provenant d'un unique émetteur est codée par un premier S-FBG et décodée par un S-FBG adapté. Les résultats de ce montage montrent la reconstitution d'un pic de corrélation qui est d'un niveau suffisant pour permettre un recouvrement des bits de données émis.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Un seconde montage nous a permis de mettre en place un multiplexage de deux utilisateurs. Une première fonction de corrélation obtenue en utilisant un décodeur adapté au premier utilisateur montre la reconstitution d'un pic de corrélation (c'est-à-dire les bits de données) et ce en présence d'un signal interférent. D'autre part, ces résultats montrent que l'utilisation des codes OOC à structures aperiodiques présentent de meilleures caractéristiques de corrélation que les codes PC de structure périodique. Ces codes (OOC) permettent de minimiser le recouvrement des impulsions unitaires lors de la réponse temporelle, et par conséquent, ils sont permis d'améliorer les performances du système DS-OCDMA. Nous avons également analysé les performances du système DS-OCDMA en termes de taux d'erreur binaire.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Keiser, G., "Optical Fiber Communications", Second Edition, New York: McGraw-Hill, 1991.
- [2] Miller et Kaminow P., "Optical Fiber telecommunications II", Los Angeles, Academic Press, 1988.
- [3] D. Penninckx, "Étude des liaisons numériques terrestres sur fibres optiques dispersives : du codage duo binaire aux transmissions binaires à profil de phase contrôlé (PSBT)", thèse, Sept. 1997
- [4] Irène et Michel Joindot, "les télécommunications par fibres optiques", DUNOD et CENT-ENST, Paris, 1996
- [5] J. Hecht, "Fiber Optic Communications : an optoelectronics driver », Laser Focus World, vol. 35, n°1, pp. 143-151, Jan. 1999
- [6] FRANCE TELECOM, "les communications optiques du futur", Mémento technique n°19, Juin 2002, pp. 7927
- [7] P.R. Prucnal, M.A. Santoro, et T.R. Fan. "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing". IEEE J. Lightwave Technol., 4(5):547-554, Mai 1986.
- [8] E. Cassan "Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples". IEF, Université Paris-Sud Orsay 2003.
- [9] Green, P. E., Jr., "Fiber Optic Networks", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993.
- [10] Giles C.R; "Lightwave Applications of Fiber Bragg", IEEE journal of lightwave technology, NO. 8, Août 1997.
- [11] W. Y. Gu, "Optical fiber communication system", Gao Deng Jiao Yu Press, China, 2001
- [12] Biscere, H. "On the Choice of TDMA or CDMA for a Multimedia Satellite System" Proc. IEEE 1998 Int. Conference on Universal Personal Communications, Vol. 1, 1998, pp. 641-645.
- [13] Eugene Park, Antonio J. Mendez, et Elsa M. Garmire: "Temporal/spatial optical CDMA networks-design, demonstration, and comparison with temporal networks". IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No.10, Oct. 1992, pp1160-1162

BIBLIOGRAPHIE

- [14] Hegger, W., Mohr, "Pro's and Con's of TDMA and CDMA for Digital Cellular Networks" Proc. 1995 SBMO/IEEE MTT-S Int. Microwave and Optoelectronics Conference, Vol. 2, 1995, pp. 810-815.
- [15] P. Gallion, "Basics of Digital Optical Communication", Undersea Fiber Systems, Edited by J. Chesnoy, pp. 51-93, Academic Press, New York, 2002
- [16] Kwong, W. C., and P. R. Prucnal, "Synchronous CDMA Demonstration for Fiber-Optic Networks with Optical Processing" Electronics Letters, Vol. 26, No. 22, 1990, pp. 1990-1992.
- [17] V.Vanghi et al, "The CDMA 2000 system for mobile communication", communications engineering and emerging technologies series, Prentice Hall, 2004
- [18] Frignac Y., Charlet G., et Bigo S., "transmission of 256 wavelength division and polarization-division-multiplexed channels at 42.7 Gb/S over 3/spl times/100 km of Tera Light/spl trade/fiber", Proc. OFC, 2002.
- [19] G.Charlet, E.Corbel, J.Lazaro, A.Klekamp, R.Dischler, P.Tran, W.Iidler, H.Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo, "WDM Transmission at 6Tbit/s capacity over transatlantic distance, using 42.7Gb/s Differential Phase-Shift Keying without pulse carver", PostDeadline, Optical Fiber Communication, Los Angeles, Californie 2004.
- [20] Stock A., et Sargent H., "the role of optical CDMA in access network", IEEE communication magazine, vol. 40, n°9, pp. 83-87, 2002.
- [21] A.A. Garba et J. Bajcsy, "A new approach to achieve high spectral efficiency in wavelength-time OCDMA network transmission". IEEE Photonics Technology Letters, 19(3) :131-133, Fev. 2007.
- [22] Huang W. et Andonovic L. "Coherent optical pulse CDMA systems based on coherent correlation detection". IEEE Trans. et Comm., 47(2):261-271, Fev. 1999.
- [23] P. M. Lam et K. Sripimanwat. "Synchronous optical fiber code-division multiple access networks using walsh codes". Proc. 7th Int. Symp. on Spread-Spectrum Tech. and Appl. (ISSSTA), Prague, Czech Republic, pages 425-429, Sept. 2002.

BIBLIOGRAPHIE

- [24] Djordjevic I. et. Vasic B., "Novel combinatorial constructions of optical orthogonal codes for incoherent optical CDMA systems". IEEE J. Lightwave Technol., 21(9) :1869–1875, Sep. 2003.
- [25] K. Jamshidi et M. Abtahi. "Performance analysis of various optical CDMA systems using OOC's with correlation bounded by two". Proc. of International Symposium on Telecommunications (IST), pages 115–120, Sep. 2005.
- [26] Mounia LOURDIANE, "CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques", ENST, Télécom Paris, 2005.
- [27] F. Khaleghi et M. Kavehrad. "A new correlator receiver architecture for noncoherent optical CDMA networks with bipolar capacity". IEEE Trans. on Comm., 44(10):1335–1339, Oct. 1996.
- [28] http://en.wikipedia.org/wiki/Passive_Optical_Network: Passive Optical Network.
- [29] Fathallah H., "Passive Optical FasT frequency-Hop CDMA communication system", IEEE, Journ. of Ligth. Tech., vol 17, pp 397-405, mars, 1999
- [30] L. Tancevski et I. Andonovic. "Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security". IEEE J. Lightwave Technol., 14(3):2636–2647, June 1996.
- [31] P. Wang et T. Le-Ngoc. "2D Optical CDMA networks using multi-wavelength pulse modulation and modified carrier-hopping prime sequence". Proc. of Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), 4, Nov. 2005.
- [32] Azizoglu M.; Salehi A. et. Li Y., "Optical CDMA via temporal codes", IEEE Trans. on Comm., 40(7) :1162–1170, Juil 1992.
- [33] M. Kavehrad and D. Zaccarin. "Optical code-division multiplexed system based on spectral encoding of noncoherent sources". IEEE J. Lightwave Technol., 13(3):534– 545, Mars 1995.
- [34] D. Zaccarin and M. Kavehrad. "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED". IEEE Photon. Technol. Lett., 5(4):479–482, Avr. 1993.
- [35] Z. Wei and H. Ghafouri-Shiraz. "Unipolar codes with ideal in-phase cross-correlation for spectral amplitude coding optical CDMA systems". IEEE Trans. on Comm., 50(8):1209–1212, Août. 2002.

BIBLIOGRAPHIE

- [36] Othonos A. et. Kalli K., "Fiber Bragg Gratings: Fundamentals and applications in telecommunications and sensing", Artech House, Boston, 1999
- [37] Lawrence R. Chen., "Flexible Fiber Bragg Grating Encoder/Decoder for Hybrid Wavelength-Time Optical CDMA". IEEE Photonics Technology Letters, Vol.13, No.11, November 2001, pp1233 @ 1235
- [38] J.-G. Zhang and G. Picchi., "Tunable prime-code encoder/decoder for all-optical CDMA applications". IEE Electronics Letters, Vol. 29, No. 13, June 1993, pp1211-1212
- [39] G. P. Agrawal. "Fiber-Optic Communication Systems", New York: Wiley, 2002
- [40] Jawad.A.Salehi: "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks -part I: Fundamental principles. IEEE Trans. on Communications, Vol.37, No.8, Août. 1989, pp824 -833
- [41] R.Petrovic: "Orthogonal codes for CDMA optical fiber LAN's with variable bit interval". IEE Electronics Letters, Vol.26, No.10, 1990, pp662 – 664
- [42] Chang Y. X., Ryoh F. H., Mao Y.: "Combinational constructions of optical orthogonal ". IEEE Trans. on Information Theory, Vol.49, No.5, 2003, pp1283-1292
- [43] H. Chung et P.V. Kumar. Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction. IEEE Trans. on Inf. Theory, 36(4):866–873, Juil. 1990.
- [44] G. -C. Yang et W. C. Kwong. "Prime Codes with Applications to CDMA Optical and Wireless Networks". Norwood: Artech House, 2002
- [45] A. Shaar et P.A. Davies. "Prime sequence: quasi-optimal sequences for or channel code division multiplexing". Electronics Letters, 19(21):888–890, Oct. 1983.
- [46] H.M.H Shalaby, "Optical CCR-CDMA receivers with chip level detectors" IEE Proc. Comm., vol 148, n°1, pp 31-37, fev 2001
- [47] Hossam M. H. Shalaby. "Chip-Level Detection in Optical Code Division Multiple Access". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.16, No.6, Juil 1998, pp1077- 1087
- [48] J. Chen et al, "CDMA fiber optic systems with optical hard limiter", Journ, of light techn, vol 19, n°7, pp 950-958, Juil 2001

BIBLIOGRAPHIE

- [49] J.J. Chen et G.C. Yang. "CDMA fiber-optic systems with optical hard limiters". *IEEE J. Lightwave Technol.*, 19(7):950–958, Juil 2001.
- [50] C. Goursaud-Brugeaud. "Réception Multi-utilisateurs par annulation parallèle dans les systèmes CDMA optiques". Thèse de doctorat, Université de Limoges, France 2006.
- [51] C.Kwong et al, "Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks ", mobile communications series, Artech House, Boston, 2002
- [52] J.-G. Zhang et G. Picchi., "Tunable prime-code encoder/decoder for all-optical CDMA applications". *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, No. 13, June 1993, pp1211 – 1212
- [53] Gagliardi, R. M. et Mendez, A. J. "Pulse Combining and Time-Space Coding for Multiple Accessing with Fiber Arrays". *IEEE/LEOS'90 Summer Topical Meeting on Optical Multiple Access Networks*. (1990).
- [54] Xu Wang, Koji, Matsushima, Akihiko Nishiki, Naoya, Wada, and Ken-ichi Kitayama: "High reflectivity superstructures FBG for coherent optical ode generation and recognition". *Optics Express*, Vol.12, No.22, 2004, pp5457 – 5468
- [55] Geiger, H., Fu, A., Petropoulos, P., Ibsen, NI. et Richardson, D. J. et Laming, R. I. "Demonstration of a Simple CDMA Transmitter and Receiver Using Sampled Fiber Gratings". *ECOC98*, Madrid (1998).
- [56] C.-K. Lee, J. Kim, et S.-W. Seo., "Generation and performance analysis of the frequency hopping optical orthogonal codes with arbitrary time blank patterns". *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, 2001, pp.1275 – 1279
- [57] A. Othonos, K. Kalli., "Fiber Bragg grating: Fundamentals et applications in telecommunications and sensing". Artech House Inc., 1999

LISTE DES PUBLICATIONS

- [1] MOUWEFTEQ BOUREGAA, MOHAMED CHIKH-BLED AND REDOUANE BOUDAUD, *“COMPARATIVE STUDY OF OPTICAL UNIPOLAR CODES FOR INCOHERENT DS-OCDMA SYSTEM”*, INTERNATIONAL JOURNAL OF HYBRID INFORMATION TECHNOLOGY, VOL. 6, NO.6 (2013).
- [2] M. BOUREGAA, M.CHIKH-BLED, A. IKHLEF, *“ANALYSE LES PERFORMANCES D’UN SYSTÈME DS-OCDMA EN UTILISANT LES CODES OPTIQUE ORTHOGONAUX (OOC)”*, EUROPEAN SCIENTIFIC JOURNAL, VOL. 9, NO.33, NOVEMBER 2013.
- [3] A.IKHLEF, M.CHIKH-BLED, M.BOUREGAA, A. MOKHDAR, *“ANALYSE DES RÉSEAUX DE BRAGG SUPERPOSÉS POUR L’ENCODAGE OCDMA, UTILISATION DES CODES À SÉQUENCES PREMIÈRES”*, MEDITERRANEAN TELECOMMUNICATION JOURNAL VOL. 3, N°2, JULY 2013.

RÉSUMÉ

Actuellement les composants électroniques destinés aux télécommunications (multiplexage, brassage) ne permettent pas d'utiliser directement la bande passante offerte par la fibre optique (40 nm ou 5 THz pour chacune des bandes télécommunication S, L et C). Une technique consiste à découper cette bande passante en plusieurs canaux de 0.8 nm (100 GHz) par exemple et des multiplexeurs / démultiplexeurs en longueur d'onde à l'aide de composants tout optiques (WDM).

Ce travail s'inscrit dans le cadre des réseaux optiques haut débit où la bande passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs. L'accès multiple par répartition de code est considéré actuellement comme une solution très prometteuse, comme en témoignent le nombre de travaux réalisés dans ce domaine.

Les objectifs de ce travail concernent l'étude et la conception de composants tout optique permettant de générer les codes optiques dans les techniques de CDMA (Accès multiple par répartition de codes).

Le nombre de codes générer et les performances du composant permettront d'atteindre un nombre d'utilisateurs important.

Mots clés : Fibre optique – CDMA optique – FFH-CDMA – Codes OOC – WDM – Guides optiques – optique intégrée.

ABSTRACT

Currently the electronic components for telecommunications (multiplexing, brewing) do not directly use the bandwidth offered by optical fiber (40 nm or 5 THz for each telecommunication bands S, L and C). One technique is to cut this bandwidth into multiple channels of 0.8 nm (100 GHz) for example and multiplexers / demultiplexers wavelength using all Optical components (WDM).

This work is part of optical broadband networks where the bandwidth of the fiber is shared among multiple users. The Code Division Multiple Access is currently considered a promising solution, as evidenced by the number of jobs in this area.

The objectives of this work concern the study and design of all optical components to generate optical codes in CDMA techniques (Code Division Multiple Access).

The number of codes generated and component performance will achieve a large number of users.

Keywords: Optical fiber - optic CDMA - FFH-CDMA - OOC Codes -WDM - optical Guides
integrated optics

RÉSUMÉ

Actuellement les composants électroniques destinés aux télécommunications (multiplexage, brassage) ne permettent pas d'utiliser directement la bande passante offerte par la fibre optique (40 nm ou 5 THz pour chacune des bandes télécommunication S, L et C). Une technique consiste à découper cette bande passante en plusieurs canaux de 0.8 nm (100 GHz) par exemple et des multiplexeurs / démultiplexeurs en longueur d'onde à l'aide de composants tout optiques (WDM).

Ce travail s'inscrit dans le cadre des réseaux optiques haut débit où la bande passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs. L'accès multiple par répartition de code est considéré actuellement comme une solution très prometteuse, comme en témoignent le nombre de travaux réalisés dans ce domaine.

Les objectifs de ce travail concernent l'étude et la conception de composants tout optique permettant de générer les codes optiques dans les techniques de CDMA (Accès multiple par répartition de codes).

Le nombre de codes générer et les performances du composant permettront d'atteindre un nombre d'utilisateurs important.

Mots clés

Fibre optique – CDMA optique – FFH-CDMA – Codes OOC – WDM – Guides optiques – optique intégrée.

ABSTRACT

Currently the electronic components for telecommunications (multiplexing, brewing) do not directly use the bandwidth offered by optical fiber (40 nm or 5 THz for each telecommunication bands S, L and C). One technique is to cut this bandwidth into multiple channels of 0.8 nm (100 GHz) for example and multiplexers / demultiplexers wavelength using all Optical components (WDM).

This work is part of optical broadband networks where the bandwidth of the fiber is shared among multiple users. The Code Division Multiple Access is currently considered a promising solution, as evidenced by the number of jobs in this area.

The objectives of this work concern the study and design of all optical components to generate optical codes in CDMA techniques (Code Division Multiple Access).

The number of codes generated and component performance will achieve a large number of users.

Keywords

Optical fiber - optic CDMA - FFH-CDMA - OOC Codes -WDM - optical Guides - integrated optics.